



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

NAPÁJECÍ JEDNOTKA PRO ZÁKLADNOVOU STANICI

UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY FOR ROBOTICS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Petr Kejík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. František Burian, Ph.D.

BRNO 2020



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Petr Kejík

ID: 195355

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Napájecí jednotka pro základnovou stanici

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou nepřerušitelných napájecích zdrojů, zaměřte se na řízené zdroje SMPS pracující s bezpečným napětím (do 50V). Prohlubte své znalosti v oblasti EMC.
2. Seznamte se s nabíjecím procesem baterií, s důrazem zejména na bezpečnost a limitní stavy.
3. Seznamte se s mikrokontrolery Atmel s důrazem na použití v SMPS zdrojích.
4. Navrhněte vzorové zapojení digitálně řízeného napájecího modulu, který bude mít možnost připojení na externí zdroj pro nabíjení/provoz, dále bude mít připojený jeden (nebo více) akumulátorů a na svém výstupu bude poskytovat na několika oddělených portech napájení dle specifikace.
5. Realizujte plošné spoje pro daný zdroj, tyto plošné spoje oživte.
6. Navrhněte a realizujte vhodný obal pro dané zařízení.
7. Celé zařízení otestujte v reálném provozu

Pro splnění semestrální práce je vyžadováno splnění bodů 1. až 4. Splnění dalších bodů se předpokládá v navazující bakalářské práci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

PRESSMAN, Abraham I, Keith H BILLINGS a Taylor MOREY. Switching power supply design. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0071482721.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 8.6.2020

Vedoucí práce: Ing. František Burian, Ph.D.

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a výrobou stejnosměrné programovatelné napájecí jednotky s možností záložního napájení z baterie. Zařízení je zamýšleno pro napájení a zálohování robotické základnové stanice. Díky modulárnosti však lze zařízení využít i k jiným napájecím účelům a počítá se s budoucím rozšířením funkcí. V navržené konfiguraci zařízení obsahuje dva identické výstupní moduly, které dohromady poskytují čtyři nezávislé napájecí výstupy. Výstupní napětí jsou libovolně nastavitelná v rozmezí 3–20 V, s maximálním uvažovaným trvalým proudem 6 A. Digitální řízení modulů a monitorování kritických parametrů obstarávají mikrokontroléry dva Atmel ATmega32U4 na separátní hlavní desce. Konfigurace a komunikace se zařízením se provádí přes lokální uživatelské rozhraní (displej a klávesnice) a USB port (virtuální sériové rozhraní). Napájení ze sítě je realizováno pomocí externího komerčního stejnosměrného zdroje s napětím 30–38 V. Záložní provoz je realizován z 24V olověné baterie, která je také řízeně dobíjena.

Abstract

This Bachelor thesis deals with the design and construction of a DC power supply unit with the possibility of battery backup power. The device is intended as an uninterruptible power supply for robotic devices. Thanks to its modularity it can also be used to power other small appliances and it can be easily expanded with more functions. In the designed configuration, the device contains two identical output modules, which together provide four independent power outputs. The power output voltages are adjustable in the range of 3–20 V, with a maximum considered continuous current of 6 A. Digital control of modules and monitoring of critical parameters is procured through two Atmel ATmega32U4 microcontrollers placed on separate main board. Configuration and communication with the device itself is done via a local user interface (display and keyboard) and USB port (virtual serial interface). Main power supply is provided by means of an external commercial DC power source producing voltage in the range of 30–38 V. Backup operation is secured from a 24V lead-acid battery, which is also recharged in normal conditions.

Klíčová slova

Napájecí jednotka, záložní napájení, UPS, baterie, mikrokontrolér, AVR, ATmega32U4, snižující spínaný měnič, PWM

Key words

Power supply unit, backup power, UPS, battery, microcontroller, AVR, ATmega32U4, switched-mode buck/step-down converter, PWM

Bibliografická citace

KEJÍK, Petr. *Napájecí jednotka pro základnovou stanici*. Brno, 2020, 105 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: Ing. František Burian, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Napájecí jednotka pro základnovou stanici“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 8.6.2020

.....
(podpis autora)

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu své bakalářské práce Ing. Františku Burianovi, Ph.D. za odborné vedení, podnětné konzultace, rady a podporu při realizaci této bakalářské práce.

V Brně dne 8.6.2020

.....
(podpis autora)

Obsah

Seznam zkratk.....	9
Seznam obrázků.....	11
Seznam tabulek	13
1 Úvod.....	14
2 Uvedení do problematiky	15
2.1 Zdroje nepřerušovaného napájení	15
2.2 Spínané měniče.....	16
2.2.1 Popis a základní dělení	16
2.2.2 Snižující měnič (Step-down/Buck)	18
.....	20
2.3 Baterie pro zálohovací činnost.....	20
2.3.1 Výběr baterie	21
2.3.2 Nabíjení baterií	22
3 Koncept.....	24
3.1 Hlavní deska	25
3.1.1 Vstupní napájení ze zdroje	25
3.1.2 Vstupní napájení z baterie	28
3.1.3 Nabíjecí měnič	29
3.1.4 Interní napájení	36
3.1.5 Uživatelský mikrokontrolér	42
3.1.6 Hardwarový mikrokontrolér.....	49
3.2 Výstupní modul.....	56
3.2.1 Připojení výstupního modulu	56
3.2.2 Napájení řídících komponent	57
3.2.3 Samostatné komponenty modulu.....	57
3.2.4 Výstupní měnič	58
3.2.5 Monitorování výstupního proudu a napětí	61
3.2.6 Napěťová regulační smyčka.....	62
3.2.7 Spouštěcí obvod měniče.....	71

3.3	Výstupní deska	72
3.4	Redukce konektoru	73
4	Návrh obalu	74
4.1	Návrh.....	74
4.2	Popis dílů.....	75
4.3	Tisk a volba materiálu	76
5	Realizace DPS.....	77
6	Návrh a výroba cívek	78
6.1.1	Postup návrhu.....	78
6.1.2	Výroba cívek	80
7	Termální zatížení komponent.....	81
7.1.1	Obecný postup výpočtu.....	81
7.1.2	Hlavní deska.....	82
7.1.3	Modul.....	85
8	Software	86
9	Měření a testování.....	87
9.1	Hlavní deska	87
9.2	Výstupní měnič na modulu	88
10	Závěr	92
	Literatura	93
	Seznam Příloh	96
A	Obsah přiloženého CD	97
B	Seznam součástek.....	98
C	Konfigurace pinů u mikrokontrolérů	101
D	Adresy I ² C zařízení	103
E	Fotodokumentace	104

Seznam zkratek

3D	Three-Dimensional Space
ABS	Acrylonitrile butadiene styrene
AC	Alternating Current
ADC	Analog to Digital Converter
AGM	Absorbed Glass Material (Lead acid battery)
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
CAD	Computer-Aided Design
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DPS	Deska plošných spojů
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
ESR	Equivalent Series Resistance
FDM	Fused Deposition Modeling
FFF	Fused filament fabrication
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IC	Intergrated Circuit
I/O	Input/Output
LCD	Liquid-Crystal Display
LDO	Low-Dropout Regulator
LED	Light-Emitting Diode
Li-Ion	Lithium-ion Battery
Li-Pol	Lithium-ion Polymer Battery
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-effect Transistor
NiCd	Nickel-Cadmium Battery

NiMH	Nickel Metal Hydride Battery
PC	Personal Computer
PETG	Polyethylene terephthalate glycol
PLA	Polylactic acid
PWM	Pulse-width modulation
RTC	Real-Time Clock
SPI	Serial Peripheral Interface
TTL	Transistor-Transistor Logic
UPS	Uninterruptible Power Supply
USB	Universal Serial Bus

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Blokové schéma Off-line UPS	15
Obr. 2.2: Blokové schéma On-line UPS.....	16
Obr. 2.3: Uspořádání komponent u základních topologií spínaného měniče.....	18
Obr. 2.4: Fáze činnosti snižujícího měniče	20
Obr. 3.1: Blokové schéma zařízení	24
Obr. 3.2: Blokové schéma zapojení hlavní desky	25
Obr. 3.3: Schéma zapojení vstupních obvodů a nabíjecího měniče.....	35
Obr. 3.4: Schéma zapojení spínaného měniče IC1	40
Obr. 3.5: Schéma zapojení lineárního regulátoru IC2	41
Obr. 3.6: Schéma zapojení lineárního regulátoru IC3	42
Obr. 3.7: Schéma zapojení obvodů pro ovládání podsvětlení displeje	43
Obr. 3.8: Schéma zapojení převodníku IC5 (připojení klávesnice).....	45
Obr. 3.9: Zapojení bzučáků	46
Obr. 3.10: Schéma zapojení uživatelského mikrokontroléru IC4	48
Obr. 3.11: Schéma zapojení multiplexeru IC7 pro I2C sběrnici	51
Obr. 3.12: Schéma zapojení konektoru pro tep. Senzor na hlavní desce	51
Obr. 3.13: Schéma zapojení obvodu pro připojení vnějšího teplotního senzoru	52
Obr. 3.14: Schéma zapojení obvodu pro připojení ventilátoru.....	54
Obr. 3.15: Schéma zapojení konektorů pro připojení modulů.....	54
Obr. 3.16: Schéma zapojení harwarového mikrokontroléru IC6	55
Obr. 3.17: Blokové schéma zapojení modulu.....	56
Obr. 3.18: Schéma zapojení vstupních konektorů modulu	57
Obr. 3.19: Schéma zapojení LDO lineárního regulátoru IC101	57
Obr. 3.20: Schéma zapojení EEPROM modulu a konektoru pro připojení tep. senzoru na modulu.....	58
Obr. 3.21: Blokové schéma regulační smyčky	63
Obr. 3.22: Přenosové charakteristiky uzavřeného systému s kompenzací.....	69
Obr. 3.23: Přenosové funkce uzavřeného systému s kompenzací.....	70
Obr. 3.24: Odezva kompenzovaného systému na jednotkový skok (změna referenčního napětí).....	71
Obr. 3.25: Nasimulovaný průběh TTL signálu pro povelení/zakázání činnosti měniče	72
Obr. 3.26: Schéma zapojení výstupní desky	73
Obr. 3.27: Schéma zapojení konektorové redukce	73
Obr. 6.1: Jednotlivé navinuté cívky	80
Obr. 9.1: Změřený průběh interního napájení 12 V (AC složka).....	87
Obr. 9.2: Časový průběh pily oscilátoru řídicího obvodu	88
Obr. 9.3: Rezonanční zákmit výstupního napětí v okamžiku sepnutí	89
Obr. 9.4: Průběh napětí na vývodu gate hlavního tranzistoru.....	89
Obr. 9.5: Kalibrační závislost výstupního napětí na nastavení DAC.....	90

Obr. E.0.1: Pohled zboku na modul	104
Obr. E.0.2: Pohled na osazenou hlavní desku	104
Obr. E.0.3: Pohled na spodní stranu hlavní desky a modulu.....	105
Obr. E.0.4: Testovací pracoviště	105
Obr. E.0.5: Pohled na celé zařízení	106
Obr. E.0.6: Přední panel.....	106
Obr. E.0.7: Zadní panel	107
Obr. E.0.8: Konektory napájení a teplotního senzoru	107
Obr. E.0.9: Otevřené zařízení.....	108
Obr. E.0.10: Detailní pohled na vnitřní zapojení (připojen pouze jeden modul)	108
Obr. E.0.11: Připojený modul s výstupními měniči	109
Obr. E.0.12: Detailní pohled na zadní stranu výstupní desky.....	109
Obr. E.0.13: Připojitelný senzor vnější teploty (DS18B20)	110
Obr. E.0.14: Přizpůsobený senzor teploty uvnitř zařízení (TC74).....	110

Seznam tabulek

Tab. 3.1: LED indikace stavů	46
Tab. 3.2: Implementované řešení kompenzace a předpovídané vlastnosti systému	68
Tab. 6.1: Vypočítané parametry cívek	79
Tab. 6.2: Změřené parametry navinutých cívek.....	80
Tab. 7.1: Zadané a vypočítané hodnoty pro součástky na společném chladiči (hlavní deska)	84
Tab. 7.2: Zadané a vypočítané hodnoty pro IC1, IC2 a IC3.....	84
Tab. 7.3: Zadané a vypočítané hodnoty pro součástky na společném chladiči (modul).....	85
Tab. 9.2: Překmitové charakteristiky měniče při jeho nastartování	91
Tab. 9.3: Překmitové charakteristiky měniče při změně vstupního napětí.....	91
Tab. B.0.1: Seznam součástek pro hlavní desku.....	98
Tab. B.0.2: Seznam součástek pro modul.....	99
Tab. B.0.3: Seznam součástek pro výstupní desku.....	100
Tab. C.0.1: Konfigurace pinů uživatelského mikrokontroléru IC4.....	101
Tab. C.0.2: Konfigurace pinů hardwarového mikrokontroléru IC6	102
Tab. D.0.1: Adresy I ² C zařízení na hlavní desce (uživatelský mikrokontrolér IC4)	103
Tab. D.0.2: Adresy I ² C zařízení na hlavní desce (hardwarový mikrokontrolér IC6).....	103
Tab. D.0.3: Adresy I ² C zařízení na modulu.....	103

1 Úvod

Cílem této bakalářské práce je návrh a výroba modulární napájecí stanice se širokým polem použití a s možností záložního chodu z baterie při případném výpadku síťového napájení. Hlavní zamýšlené použití je pro napájení robotické základnové stanice a síťových komunikačních zařízení. Tyto aplikace běžně vyžadují více stejnosměrných výstupů s různými úrovněmi napětí.

Výrobek pracuje s bezpečným stejnosměrným napětím a je třeba k němu připojit externí síťový zdroj stejnosměrného napětí v rozmezí 30–38 V. Tento zdroj není součástí návrhu pro zachování jednoduchosti a z důvodu dobré komerční dostupnosti vhodných a již odladěných zařízení. Dále se k zařízení připojuje 24V olověný akumulátor, který je řízeně dobíjen a v případě výpadku síťového zdroje převezme funkci napájení.

Celé zařízení je navrženo modulárně. Hlavní deska obsahuje vstupní výkonové obvody, měnič pro nabíjení baterie, interní napájecí regulátory, řídicí logiku s dvěma mikrokontroléry Atmel ATmega32U4 a obvody pro připojení externích periférií (displej, klávesnice, USB, LED, ventilátor, ...). Konverze výstupních napětí je prováděna až třemi samostatnými moduly, které jsou řízeny datovým rozhraním z hlavní desky. Tato konfigurace umožňuje v budoucnosti jednoduché rozšíření o měniče jiných parametrů a topologií. V rámci této práce byl navržen modul obsahující dva nezávislé zkratu vzdorné snižující měniče (topologie BUCK) schopné poskytnout napětí v rozmezí 3–20 V při maximálním proudu 6 A (zkratový limit 7–8 A).

Zařízení je vybaveno řadou hardwarových i softwarových ochranných prvků pro zajištění bezpečnosti připojených spotřebičů a odolnosti samotného zařízení proti nešetrnému zacházení. Zahrnuta je ochrana proti zkratu na vstupu i výstupu, podpětí, přepětí, obrácené polaritě, přetížení, přehřátí a studenému startu. K zařízení je také možné připojit externí digitální teplotní senzor pro šetrnější regulaci nabíjení baterie.

Po počáteční konfiguraci se předpokládá plně autonomní činnost. Konfiguraci je možné provádět přímo na zařízení pomocí uživatelského rozhraní nebo pomocí počítače, kde komunikace je realizována jednoduchým příkazovým ASCII rozhraním přes virtuální sériový port.

Součástí práce je i rozvržení prostorového uspořádání komponent (s ohledem na efektivní chlazení), návrh přístrojové krabice, její výroba metodou aditivního 3D tisku a zabudování zařízení.

Pokud je mi známo, na trhu není komerčně dostupný produkt, který by poskytoval odpovídající možnosti v rozumné cenové kategorii. Dostupná zařízení jsou většinou určena pro průmyslové využití a zabudování do složitých sestav. Z tohoto důvodu jsem se rozhodl podobné zařízení vyrobit pro domácí využití, jako je zálohování síťových komponentů.

2 Uvedení do problematiky

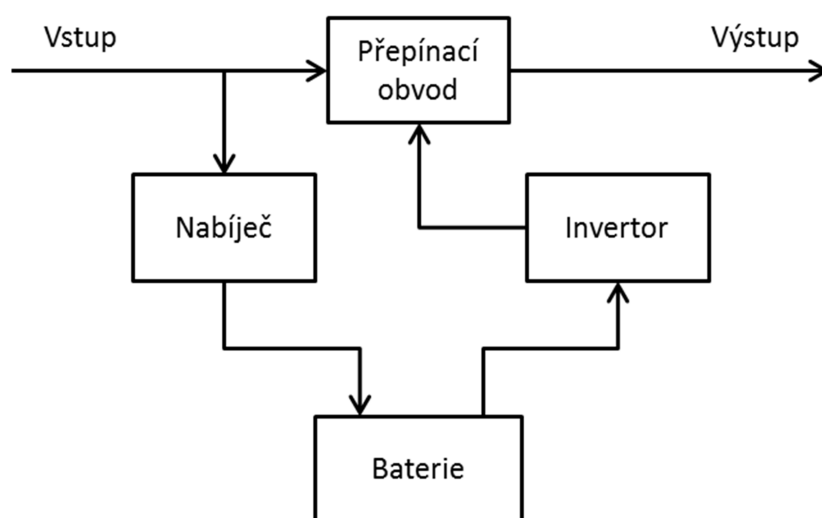
2.1 Zdroje nepřerušovaného napájení

Zdroj nepřerušovaného napájení, často označovaný zkratkou UPS (z anglického Uninterruptible Power Supply), je zařízení, které má za úkol zajišťovat neustálé a nepřerušované napájení připojených spotřebičů při případném výpadku proudu. Zálohované bývají zpravidla ty spotřebiče, u nichž může v důsledku výpadku proudu dojít k poškození zařízení nebo dat (servery, počítače,...) nebo ty, jejichž činnost je třeba zachovat (regulační a zabezpečovací systémy, vysílače,...).

Běžně lze zdroje nepřerušovaného napájení rozdělit do dvou hlavních kategorií v závislosti na jejich principu funkce. Dělíme je na Off-line a On-line.

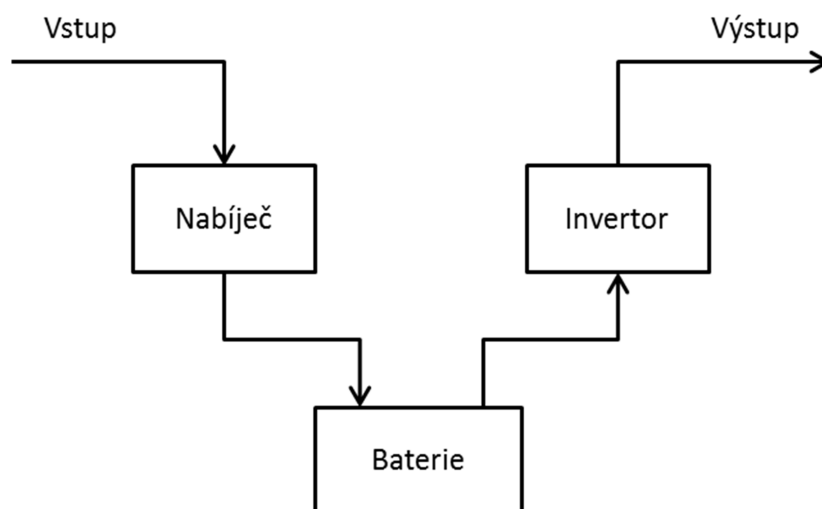
Off-line UPS svým zapojením a konstrukcí patří mezi nejjednodušší. Typicky je realizována s AC výstupem (pro běžné domácí spotřebiče). Proud prochází ze sítě napájení skrze zařízení až na výstup bez přerušení. Také je současně malým proudem přes měnič řízeně dobíjena baterie. V případě výpadku napájení je pomocí přepínacího obvodu přepnuto na napájení z baterie. V tomto případě je stejnosměrné napětí konvertováno na střídavé, které je poté poskytnuto na výstup zařízení. Výstupní napájení je udržováno do doby, než se vybije baterie, nebo je obnoveno napájení ze sítě. Blokové schéma této koncepce je na Obr. 2.1 [8].

Mezi výhody toho řešení patří poměrně rychlé přepnutí (přibližně 10 ms) a malá spotřeba při provozu ze sítě. Nevýhodou je však ztrátová konverze stejnosměrného napětí baterie na střídavé [8].



Obr. 2.1: Blokové schéma Off-line UPS

On-line UPS je oproti Off-line typu mnohem dokonalejší, ovšem díky své složité konstrukci patří mezi nejdražší. Vstupní střídavé napájení ze sítě je běžně nejprve usměrněno a konvertováno na napětí baterie. Dále je toto napětí opět konvertováno zpět na střídavé napětí a je poskytnuto na výstup zařízení. Dvojí transformací značně klesá účinnost, ovšem doba přepnutí na záložní napájení je takřka nulová. Toto činní proces zálohování velmi spolehlivým. Blokové schéma této koncepce je na Obr. 2.2 [8].



Obr. 2.2: Blokové schéma On-line UPS

Klasifikace navrženého zařízení v této semestrální práci je sporná, protože nemáme výstup střídavého proudu. Díky absenci přepínacího obvodu a faktu, že běžný provoz probíhá ze stejné DC napájecí sběrnice, by bylo vhodnější výrobek klasifikovat jako On-line UPS.

2.2 Spínané měniče

2.2.1 Popis a základní dělení

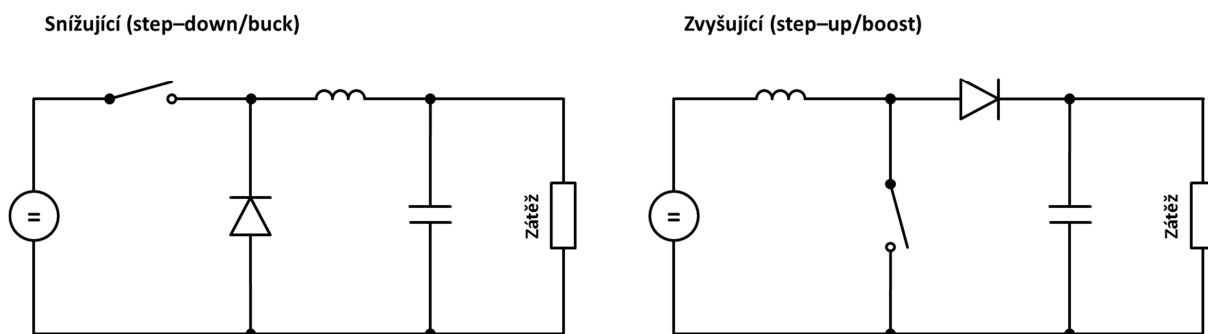
V současné době vyžaduje většina elektronických zařízení určitý druh konverze napětí (proudu). Poskytované stejnosměrné napětí ze síťových zdrojů nebo baterií nemusí vždy odpovídat požadovanému. Při optimalizaci návrhu zařízení je běžně potřeba několik napěťových úrovní pro napájení rozdílných komponent a obvodů z jednoho společného vstupního napětí. Kromě případů, kdy je požadován velmi malý proud nebo vysoká kvalita napájení, je použití lineárních regulátorů nevhodné a produkce ztrátového tepla problematická. Vyšší účinnosti lze dosáhnout pomocí aktivních nelineárních obvodů, které energii cyklicky ukládají a regulují na jinou úroveň napětí nebo proudu [2][3][4].

Akumulace energie se zpravidla realizuje pomocí indukčností, kapacit nebo jejich kombinací. Transformátory se využívají pro galvanické oddělení a synchronní (propustnou) změnu napěťové úrovně bez akumulace energie. Tok energie je regulován pulzním spínáním

vstupního napětí pomocí aktivních a pasivních spínačů (dnes zpravidla polovodičové prvky). Prudký přechod spínacího prvku mezi stavem dokonalého sepnutí a dokonalého vypnutí je klíčový pro minimalizaci ztrát. Kombinací těchto základních elementů vzniká mnoho rozmanitých topologií spínaných měničů s výrazně odlišnými vlastnostmi. V závislosti na časovém průběhu čerpání a poskytování energie lze měniče rozdělit na blokující a neblokující (propustné). Blokující měniče střídají periody akumulace a poskytování energie, které se v čase nepřekrývají. Neblokující měniče předávají energii ze vstupu na výstup bez významné akumulace. Blokující topologie bývají jednodušší, ale hodí se pouze pro menší výkony, protože velikost akumulačních komponent výrazně škáluje s požadovaným výkonem.

Nejjzákladnější topologie jsou snižující (step-down/buck) a zvyšující (step-up/boost) měnič. Oba měniče obsahují dva komponenty pro akumulaci energie (indukčnost a kondenzátor) a dva spínače, z nichž jeden může být pasivní (dioda), v odlišném uspořádání (Obr. 2.3). Zvyšující měnič má blokující charakter, zatímco snižující měnič má částečně propustný charakter. Obě zapojení neposkytují galvanické oddělení a jejich funkce je komplementární. Tandemovou kombinací zvyšujícího měniče následovaného snižujícím (boost-buck) lze dosáhnout téměř libovolné konverze napěťových úrovní. Kombinací více spínačů a více akumulačních komponent vznikají složitější topologie jako například Čukův měnič nebo SEPIC, které poskytují specifické vlastnosti za cenu komplikovanějšího návrhu a regulace. V případech, kdy je požadováno galvanické oddělení nebo velký výkon spojený s velkým transformačním poměrem, bývá změna napěťové úrovně prováděna alespoň částečně pomocí transformátoru namísto samotné akumulace energie.

V případě, že je použit transformátor se vzduchovou mezerou a primární a sekundární vinutí jsou orientovány v opačném směru, vzniká blokující topologie flyback, kde transformátor akumuluje veškerou přenášenou energii a plní úlohu cívky se dvěma vinutími. Principiálně se jedná o galvanicky oddělenou verzi zvyšujícího měniče s volitelným transformačním poměrem. V případě použití transformátoru bez vzduchové mezery a v propustném směru vznikají jednočinný (nesymetrické buzení primáru) a dvojčinný (symetrické buzení primáru) měnič. Protože proud sekundárním vinutím teče v rytmu spínání primárního vinutí, má výstup pulzní charakter a musí být vždy opatřen alespoň malým akumulačním prvkem (LC filtr). Protože tato topologie nemá výraznou schopnost akumulace energie, je poměr počtů závitů vinutí úzce spjat s transformačním poměrem a měnič nelze regulovat v širokém rozpětí výstupního napětí. V této práci budou veškeré konverze prováděny pomocí topologie snižujícího měniče bez galvanického oddělení. Jeho činnost a vlastnosti budou podrobněji rozebrány v následující kapitole a zbytku práce



Obr. 2.3: Uspořádání komponent u základních topologií spínaného měniče

2.2.2 Snižující měnič (Step-down/Buck)

Činnost snižujícího měniče se skládá ze dvou fází. V první fázi, zobrazené na Obr. 2.4a, dochází k sepnutí hlavního spínače (MOSFET) a proud je čerpán ze vstupu a přiváděn přes hlavní pracovní indukčnost do zátěže. Nadbytečná energie (odpovídající součinu výstupního proudu a rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím) je akumulována v magnetickém poli indukčnosti. Druhý spínací prvek je v této fázi rozpojen (dioda orientovaná v závěrném směru) a neprochází přes něj proud. Zároveň dochází k dobíjení hlavní výstupní kapacity.

V druhé fázi ukázané na Obr. 2.4b dochází k rozepnutí hlavního spínače a z hlavní pracovní indukčnosti se stává zdroj téměř konstantního proudu, který se uzavírá přes druhý jednosměrný spínač (dioda orientovaná v propustném směru). Dochází tak k vybití naakumulované energie do zátěže, která je rozprostřena v čase při nižším napětí a vyšším proudu. Nabitá výstupní kapacita slouží jako zdroj konstantního napětí a dále snižuje zvlnění výstupního napětí. Kombinací těchto dvou akumulačních prvků je dosaženo stabilního proudu do zátěže. Na obvod lze pohlížet i jako na dolní propust typu LC, jejímž úkolem je vyhladit vysokofrekvenční pulsy vstupního napětí.

Výstupní napětí je řízeno poměrem doby sepnutí k celkové spínací periodě (střída). Aby bylo dosaženo konstantního napětí nebo proudu za všech okolností (dynamická zátěž), bývá střída řízena v uzavřené regulační smyčce, na základě aktuálního výstupního napětí/proudu.

Při dostatečné zátěži proud skrz indukčnost nikdy nedosáhne nuly a měnič operuje v takzvaném kontinuálním režimu. V této situaci je indukčnost dominantním zdrojem energie po celou dobu vypnutí hlavního spínače. Z hlediska matematického popisu se jedná o jednodušší případ, kdy střída spínání závisí pouze lineárně na poměru výstupního a vstupního napětí dle vztahu (1) a nezávisí na výstupním proudu. V tomto režimu má měnič výbornou samoregulační schopnost vzhledem k dynamické změně zátěže (změna výstupního proudu nevyžaduje změnu střídy).

$$D = \frac{U_{out}}{U_{in}} [-] \quad (1)$$

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_{out}}{U_{in} \cdot (U_{in} - U_{out})}} [-] \quad (2)$$

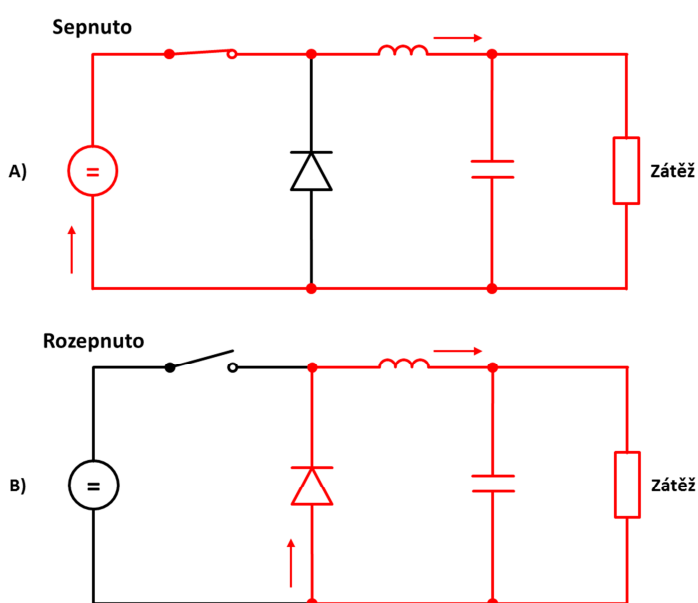
D	...	<i>Střída spínání měniče [-]</i>
U_{out}	...	<i>Výstupní napětí měniče [V]</i>
U_{in}	...	<i>Vstupní napětí měniče [V]</i>
L	...	<i>Hlavní pracovní indukčnost [H]</i>
f	...	<i>Frekvence spínání měniče [Hz]</i>
I_{out}	...	<i>Výstupní proud měniče [A]</i>

Naopak při nízké zátěži měnič operuje v takzvaném diskontinuálním režimu, kdy v průběhu doby vypnutí dochází k úplnému vybití energie z indukčnosti a výstupní kapacita se stává jediným zdrojem proudu do zátěže po zbytek spínacího cyklu. Za těchto okolností závisí střída spínání nelineárně, jak na vstupním a výstupním napětí, tak i na velikosti pracovní indukčnosti, výstupním proudem a spínací frekvenci dle vztahu (2). Měnič má v tomto režimu výrazně vyšší výstupní zvlnění (nepřímo úměrné velikosti výstupní kapacity) a horší regulační charakteristiku. Bez výstupní kapacity by měl výstupní proud pulsní průběh.

Tato topologie vyniká svou jednoduchostí a vysokou účinností, která často převyšuje 90 %. Ztráty lze dále minimalizovat vhodnou volbou technologie (unipolární/bipolární) v závislosti na požadovaném výstupním proudem. Pro malé výstupní proudy ohmický charakter unipolárních tranzistorů vede k nižším ztrátám, než použití bipolárních spínačů (bipolární tranzistor, dioda). Přestože se jedná o topologii, která akumuluje energii, nejsou požadavky na velikost indukčnosti velké, protože na rozdíl od kompletně blokujících architektur je akumulována pouze část procházející energie. Lineární chování v kontinuálním režimu snižuje náročnost regulace a velký podíl stejnosměrné složky na celkovém proudem cívky vede k nízké produkci rušení. Přes malý počet designových parametrů je tato topologie velice tolerantní a volba komponent nevynucuje úzký pracovní rozsah. Regulovatelnost výstupního napětí s faktorem 10 je běžná.

V literatuře se vyskytují dvě základní metody regulace tohoto měniče. Jednodušší a historicky starší způsob se nazývá regulace v režimu výstupního napětí („voltage-mode“). V tomto režimu je napětí na výstupu sledováno a porovnáváno s referenčním napětím na chybovém zesilovači. Výsledkem je chybové napětí, které je porovnáváno komparátorem s periodickým pilovým průběhem oscilátoru a překlopení komparátoru rozhoduje o době sepnutí. Výhodou této metody je jednodušší návrh, obzvláště v situacích s variabilním referenčním napětím (jako v této práci). Nevýhodou je, že výstupní LC filtr je součástí regulační smyčky, čímž výrazně zasahuje do její frekvenční charakteristiky a tento vliv je třeba kompenzovat pro dosažení stability. Druhou a historicky novější metodou je regulace

podle špičkového proudu tekoucí skrze indukčnost („peak-current mode“). V tomto režimu je chybové napětí vytvářeno stejným způsobem jako u režimu výstupního napětí. Po sepnutí hlavního spínače je ale okamžik vypnutí určen porovnáním chybového napětí s okamžitým proudem procházejícím spínačem. Chybové napětí tak neudává přímo střidu, ale nastavuje maximální proud, který má být na spínači dosažen. Tím je vytvořena extrémně rychlá vnitřní regulační smyčka, která neobsahuje LC filtr a vykazuje proto minimální fázový posuv a zpoždění. Porovnávání výstupního napětí s referencí tvoří pomalou vnější regulační smyčku, která zajišťuje dlouhodobou stabilitu. Nároky na její rychlost a tím složitost kompenzace jsou výrazně sníženy. Tato metoda řízení má potenciál dosáhnout mnohem rychlejší regulace, speciálně vzhledem ke změně vstupního napětí a reakci na zkrat.



Obr. 2.4: Fáze činnosti snižujícího měniče

2.3 Baterie pro zálohovací činnost

Navrhované zařízení potřebuje pro svoji plnou činnost baterii s nominálním napětím 24 V. Pro účely výrobku je podstatné, aby baterie byla standardně dostupného typu, s velkou kapacitou, s možností velkého proudového zatížení, a napětím ve vybitém stavu vyšším než maximální navržené výstupní napětí. Baterie bude trvale dobíjena na maximální úroveň a za těchto podmínek musí mít vysokou životnost. V případě výpadku a následného obnovení napájení bude baterie nabíjena z částečně vybitého stavu a proto by neměla vykazovat paměťové efekty. V neposlední řadě rozhoduje cena a jednoduchost regulace nabíjení, naopak hmotnost baterií není kritickým parametrem.

2.3.1 Výběr baterie

Historicky nejstarším typem sekundárního galvanického článku je baterie NiCd [6]. NiCd baterie byly jedny z prvních široce používaných článků pro napájení v různých aplikacích. Jednotlivé články dosahují jmenovitého napětí 1,2 V. Na dnešní poměry disponují nízkou kapacitou. Další nevýhodou je i menší živostnost, která je navíc výrazně zkracována udržováním baterie ve stále nabitěm stavu. Nejlepší je skladovat baterii ve vybitém stavu, čímž se nehodí pro zálohovací/vyrovňovací provoz. Po dlouhodobém uskladnění je před použitím potřeba provést několik nabíjecích cyklů pro plnou obnovu kapacity. Kromě nízké úrovně poskytovaného napětí ve vybitém stavu je pro zachování životnosti doporučeno před opětovným nabitím baterii napřed přivést do stavu hlubokého vybití. NiCd články vykazují specifické chování při nabíjení, kdy po dosažení úplného nabití napětí na článku paradoxně poklesne.

Baterie NiCd se v současné době již téměř nepoužívají kvůli obsahu vysoce jedovatého a karcinogenního kadmia. Byly nahrazeny bateriemi novějšího typu NiMH s výrazně lepšími vlastnostmi. Jejich přední výhodou je velká kapacita (až 2,5x větší oproti NiCd) a dobrá tolerance přebíjení, kdy vyvíjené plyny jsou interně katalyticky odbourávány. Jmenovité napětí jednoho článku je 1,2 V a 24V baterie skládající se z 20 článků jsou komerčně dostupné. Při procesu vybíjení však dochází k poklesu napětí této baterie až na 20 V (1V na článek), kdy při zálohovacím provozu z baterie je tato úroveň nedostačující vzhledem k projektovanému maximálnímu výstupnímu napětí zařízení (20 V). Další nevýhodou NiMH baterií je velká úroveň samovybíjení, zvláště při velkých kapacitách baterie.

V současnosti nejrozšířenějším druhem jsou lithiové baterie Li-ion/Li-pol, které se kromě spotřební elektroniky používají i v průmyslových a dalších specializovaných aplikacích. Obrovskou výhodou je jejich vysoká kapacita v kontrastu s hmotností a relativně malými rozměry (vysoká energetická hustota) a vysoké napětí jednotlivého článku (typicky 3,7 – 4 V, v závislosti na interní chemii). Baterie se také díky své vnitřní konstrukci vyrábí v různých tvarových provedeních. Nabitě lithiové baterie obecně vykazují velmi malý vnitřní odpor a velmi plochou vybíjecí charakteristiku, což je činí velmi tvrdým a konstantním zdrojem napětí. Ve vybitém stavu je vnitřní odpor naopak velmi vysoký. Přebíjení naopak vede k prudkému poklesu životnosti a riziku vzniku požáru. Díky těmto vlastnostem je nutné nabíjení precizně řídit a u baterií složených z více článků je nutné v průběhu nabíjení aktivně vyrovňovat stav nabití jednotlivých článků (balancování). Nabíjecí obvod pro balancování vyžaduje přístup k jednotlivým článkům, což jej činí komplikovaným a jeho zapojení je závislé na počtu článků baterie. Lithiové baterie nesmí být úplně vybity, jinak dochází k nevratným vnitřním změnám a následný pokus o nabití může vést k požáru. Životnost baterií klesá s rostoucím stavem nabití a rostoucí provozní teplotou.

Jako nejlepší volba se jeví uzavřené, bezúdržbové olověné akumulátory, kdy předchozí popsané druhy baterií vykazují vlastnosti nevhodné pro použití v zálohovacím provozu (NiCd, NiMH) nebo vyžadují složitou nabíjecí elektroniku (lithiové baterie).

Nominální napětí článku je 2 V a olověné akumulátory jsou standardně dostupné s nominálním napětím 6 V, 12 V nebo 24 V a velkými kapacitami (desítky Ah). Závislost napětí článku na stavu nabití je kompromisem mezi velkým poklesem u NiCd/NiMH a téměř neměřitelným poklesem u lithiových baterií. Baterie s nominálním napětím 24 V by nikdy neměla být vybita pod napětí 21,2 V. Vzhledem k tomu, že schopnost baterie dodávat velké proudy je v tomto stavu již silně narušena, můžeme pro účely zálohování počítat s napětím 22 V jako dolní hranicí vybití. Z hlediska provedení elektrolytu se olověné akumulátory typově dělí na kapalínové, AGM a gelové. Kapalínové baterie mají elektrody uložené ve volném kapalném elektrolytu, což umožňuje jeho samovolnou cirkulaci a tím zvyšuje schopnost poskytnout vysoké špičkové proudy (uplatnění jako startovací baterie automobilů). U kapalínového typu však dochází k rychlému poškození elektrod (eroze materiálu) při jejich hlubokém vybití, zvláště za nízkých teplot [7]. Baterie typu AGM, ve kterých je elektrolyt nasáknutý do vaty ze skelných vláken, poskytují větší životnost a stabilitu elektrod. Podobně je tomu u gelové baterie, kde je elektrolyt zahuštěn silikagelem nebo organickými zahušťovadly. Oproti kapalínovým bateriím zde nehrozí vylití elektrolytu a je možné baterie provozovat v libovolné poloze. V důsledku zahuštění elektrolytu je zpomalena jeho difuze a baterie nejsou schopné poskytnout tak vysoké proudy. Olověné akumulátory mohou být s úspěchem udržovány na maximální hodnotě nabití konstantním napětím a naopak dochází k jejich poškození, jsou-li ponechány ve vybitém stavu. Mezi hlavní nevýhody patří jedovatost olova a dále jejich hmotnost, což ve fixní instalaci u výrobku není rozhodující.

2.3.2 Nabíjení baterií

Přestože je možné většinu akumulátorů trvale dobíjet malým konstantním proudem bez nutnosti detekce stavu nabití a ukončení nabíjení, není tato metoda praktická, s výjimkou baterií malých kapacit. U baterií s kapacitou v řádu jednotek Ah může takové nabíjení trvat i několik dnů. V případě lithiových baterií vede tento postup vždy k degradaci článků. Pro šetrné nabití baterií v co nejkratším čase a současně při zachování jejich pracovních limitů se nabíjení obvykle provádí ve třech diskrétních krocích [6][7].

Na počátku je napětí vybité baterie nízké a baterie vykazuje velmi nízký odpor vzhledem k nabíjení. V této fázi je limitním faktorem maximální proud, kterým může být baterie dobíjena a tento parametr závisí na kapacitě a konstrukci konkrétní baterie (udáno výrobcem). Nabíječ v této fázi pracuje jako zdroj konstantního proudu a napětí baterie plynule stoupá. Jakmile je baterie z větší části dobítá, nabíječ přejde do režimu konstantního napětí, které je udržováno nad úrovní napětí plně nabité baterie, ale zároveň pod hranicí poškození baterie (vedlejší chemické reakce a generování plynů). Jakmile je baterie plně nabitá, přejde nabíječ do druhého režimu konstantního napětí, které je mírně nižší (blízké napětí nabité baterie, tzv. vyrovnávací napětí) a tím se dlouhodobě kompenzuje samovolné vybíjení. Pokročilejší nabíječe udržují tento stav jen dočasně a následně nabíjení ukončí. Kdykoli napětí baterie samovolně poklesne, je dočasně obnoven druhý režim konstantního napětí. V závislosti na hloubce vybití může inteligentní nabíječ některé fáze přeskočit.

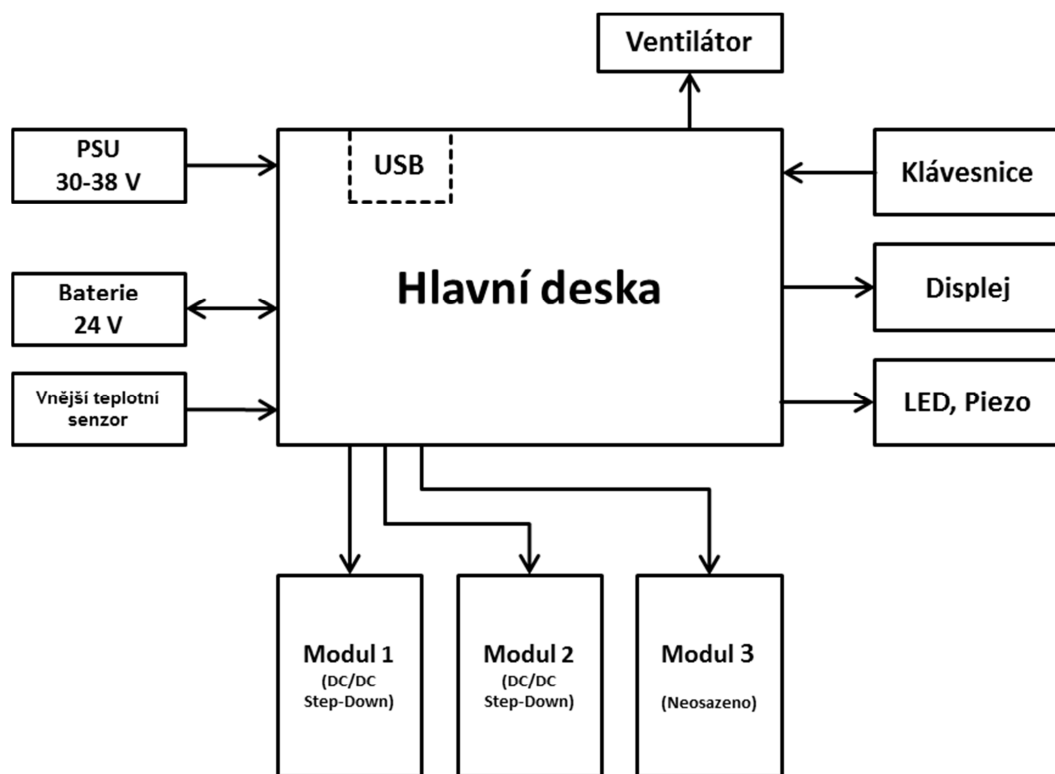
U lithiových baterií zpravidla po fázi konstantního proudu následuje balancování a režim konstantního napětí je vždy ukončen. Ostatní typy baterií nejsou tak citlivé na přebíjení a perioda konstantního napětí je zodpovědné za balancování článků.

3 Koncept

Základním aspektem návrhu byla modulárnost zařízení pro dosažení univerzálnosti a širokého pole použití. Centrální částí je hlavní deska, ke které se připojují jednotlivé periférie a moduly. Na vstup napájení je nutné připojit síťový zdroj stejnosměrného napětí v rozmezí 30–38 V. V rámci realizace byl použit zdroj MEAN WELL SP-240-30 [31], poskytující napětí 30 V. Pro zálohování je třeba připojit externí baterii s nominálním napětím 24 V (primárně bezúdržbová olověná baterie). Při provozu ze zdroje zařízení obstarává dobíjení baterie. K baterii je možné doplnit o externí teplotní senzor pro šetrnější proces nabíjení. Hlavní deska obsluhuje i rozhraní pro periférie potřebné pro správný chod a ovládání zařízení (ventilátor, klávesnice, displej, LED indikace, ...).

Hlavní deska umožňuje připojení až tří nezávislých modulů pro konverzi napájení. V rámci práce jsou v zařízení připojeny pouze dva moduly, každý obsahující dva nezávislé spínané snižující měniče. Moduly tedy realizují výstup zařízení poskytující různé napěťové úrovně na oddělených portech.

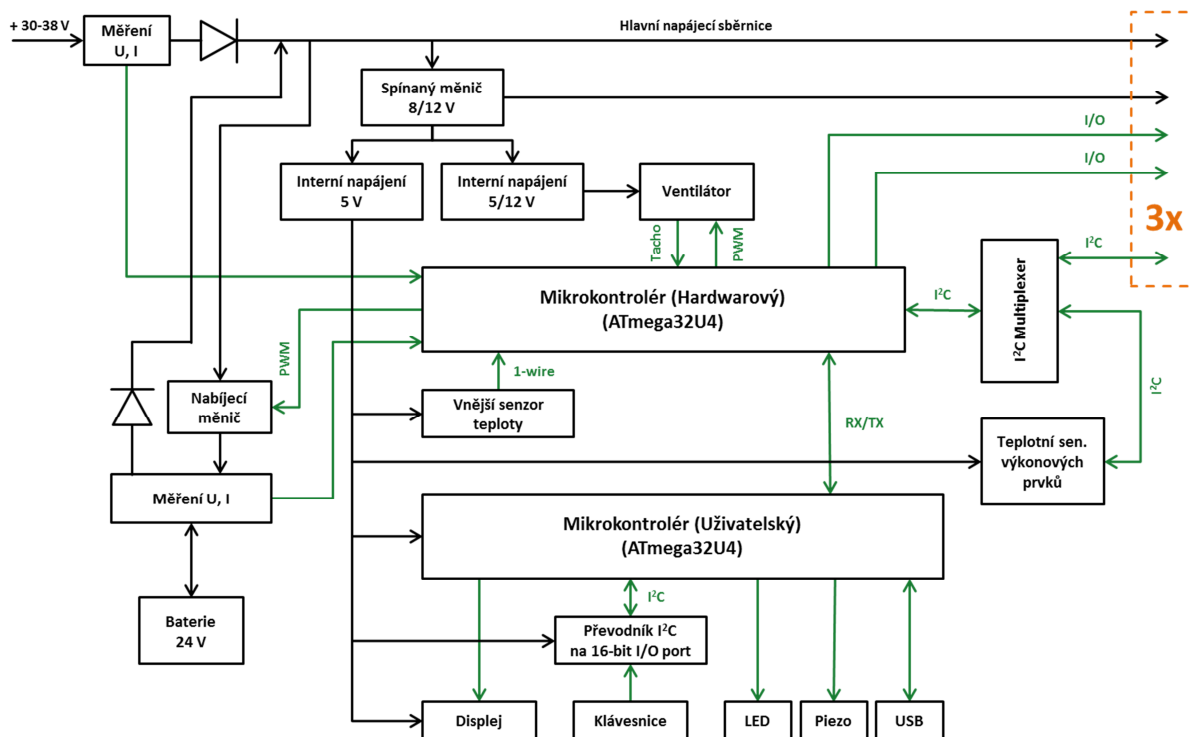
Koncepce zařízení v budoucnosti počítá i s možností dalšího rozšíření funkcí. Kromě zmíněných modulů se mohou připojit i jiné, třeba obsahující měniče jiné topologie. Další moduly však nemusí sloužit jen jako výstupní členy. S minimálním zásahem do stávajícího zařízení se může na příklad jednat o moduly pro napájení ze solárních panelů, zálohování z jiných typů baterií, ...



Obr. 3.1: Blokové schéma zařízení

3.1 Hlavní deska

Následující kapitoly podrobně rozebírají návrh a funkce jednotlivých částí zapojení obsažených na hlavní desce zařízení. Popisované části volně vycházejí z blokového schéma zapojení hlavní desky uvedeného na Obr. 3.2.



Obr. 3.2: Blokové schéma zapojení hlavní desky

3.1.1 Vstupní napájení ze zdroje

Vstupní stejnosměrné napětí v rozsahu 30–38 V, poskytováno externím zdrojem stejnosměrného napětí, se připojuje na konektor X1 a je přiváděno přes 10A pojistku F1 a Schottkyho diodu D6 na hlavní vnitřní napájecí sběrnici. Sběrnice je vyvedena na konektorech X3, X4 a X5 pro připojení výstupních modulů. Rychlá tavná pojistka F1 s nominální hodnotou 10 A byla zvolena s rezervou vzhledem k maximálnímu proudu použitého zdroje 8 A, aby se předešlo přetavení pojistky při náhlém připojení zdroje k vybité hlavní kapacitě C5/C7. Schottkyho dioda D6 brání zpětnému toku proudu z baterie do zdroje v případě výpadku a umožňuje tento stav zjistit (pokles napětí na vstupu).

Unipolární transil D1 s prahovým napětím 39 V [21] je orientovaný v závěrném směru a společně s diodou D6 a tavnou pojistkou F1 chrání proti přepětí a obrácené polaritě vstupu. Před unipolárním transilem D1 je ještě umístěn malý (100 nF) kondenzátor C1, který funguje jako vysokofrekvenční filtr.

V záporné větvi byl na vstupu umístěn měřicí rezistor R3 pro měření vstupního proudu. Proud je stanoven na základě rozdílu napětí mezi vstupní zápornou větví a

společnou zemí zařízení. Toto napětí musí být nezáporné, protože ADC mikrokontroléru IC6 pracuje pouze s napětím vyšším než 0 V. Z toho důvodu je úbytek napětí posunut děličem $R1/D2+D3+D4$ o přibližně konstantní otevírací napětí tří diod. Počet osazených diod je volitelný v závislosti na velikosti měřicího rezistoru $R3$ (osazeny dvě diody). Tento dělič je vztažen k internímu napájení +5 V z lineárního regulátoru, pro zajištění konstantního proudu děličem a čistého nerušeného napájení. Maximální hodnota rezistoru $R1$ byla vypočtena podle vztahu (3) tak, aby za všech provozních podmínek protékal proud minimálně 0,5 mA.

Hodnota rezistoru $R2$ byla zvolena na základě více požadavků. Rezistor $R2$ musí mít relativně velkou hodnotu, aby bránil toku nebezpečných proudů. Zároveň s kondenzátorem $C2$ tvoří dolní propust bránící vyšším frekvencím ve vstupu do ADC mikrokontroléru IC6. Proto $R2$ musí být řádově větší než $R1$, aby měl filtr přibližně symetrické chování. Pracovní frekvence ADC (f_{ADC}) je zvolena na 125 kHz (musí být 50–200 kHz) a dle datového listu [11] je nezbytné filtrovat frekvence vyšší než $f_{ADC}/2$, aby se zabránilo artefaktům při konverzi. Zlomová frekvence byla zvolena na 625 Hz (dvě dekády níže než $f_{ADC}/2$). Toto představuje kompromis mezi rychlostí odezvy a útlumem vysokofrekvenčních signálů. Dále dle datového listu [11] by přívod ADC neměl přesáhnout odpor 100 k Ω . Na základě těchto požadavků, byla hodnota rezistoru $R2$ zvolena na 51 k Ω . Z těchto vybraných hodnot je následně možné dopočítat podle vztahu (4) velikost kondenzátoru $C2$.

$$R_{1(max)} = \frac{U_{5V} - U_F}{I_{div}} [\Omega] \quad (3)$$

$R_{1(max)}$...	Určená maximální hodnota rezistoru $R1$ [Ω]
U_{5V}	...	Interní napětí 5 V [V]
U_F	...	Otvírací napětí diod [V]
I_{div}	...	Proud tekoucí odporovým děličem [A]

Po dosazení hodnot do vztahu (3) byla určena maximální hodnota rezistoru $R1$:

$$R_{1(max)} = \frac{5 - 1,25}{0,0005} = 7500 \Omega$$

Pro lepší stabilitu úbytku napětí na diodách byla zvolena hodnota 4,3 k Ω .

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot R_2} [F] \quad (4)$$

C_2	...	Určená hodnota kondenzátoru $C2$ [F]
f_c	...	Zvolená zlomová frekvence filtru [Hz]
R_2	...	Zvolená hodnota rezistoru $R2$ [Ω]

Po dosazení hodnot do vztahu (4) byla určena hodnota kondenzátoru C2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 625 \cdot 51 \cdot 10^3} = 4,99 \text{ nF}$$

Na základě výpočtu byla zvolena nejbližší nižší hodnota z řady hodnot kondenzátorů, tedy 4,7 nF, protože útlum ve vysokých frekvencích je zvolen se značnou rezervou a není žádoucí dále snižovat rychlost odezvy.

Rezistor R2 má také společně s diodou D5 ochranou funkci. Při připojení napájení je po dobu přechodových dějů (hlavně nabíjení kapacit) společná zem zařízení okamžikově kladnější než vstupní záporná větev. Dioda D5 a rezistor R2 tvoří obcházející cestu pro proudovou špičku, která tak neprochází přes interní ochrannou diodu mikrokontroléru IC6.

Maximální vstupní napětí (38 V) je odporovým děličem R4/R5 převedeno do rozsahu přibližně 0-2,5 V pro měření mikrokontrolérem IC6. Tento rozsah je zvolen dle příslušného datového listu, neboť měření probíhá vůči vnitřnímu referenčnímu napětí 2,56 V samotného mikrokontroléru [11]. Proud děličem byl zvolen na přibližně 1 mA. Na základě těchto údajů byly navrženy hodnoty rezistorů R4 a R5, jak je ukázáno v rovnicích (5) a (6) vycházejících ze vztahu (3).

$$R_5 = \frac{U_{div}}{I_{div}} = \frac{2,5}{0,001} = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (5)$$

$$R_4 = \frac{U_{in(max)} - U_{div}}{I_{div}} = \frac{38 - 2,5}{0,001} = 35,5 \text{ k}\Omega \quad (6)$$

R_5	...	Určená hodnota rezistoru R5 [Ω]
R_4	...	Určená hodnota rezistoru R4 [Ω]
$U_{in(max)}$...	Maximální vstupní napětí [V]
U_{div}	...	Maximální hodnota napětí pro měření [V]
I_{div}	...	Proud tekoucí odporovým děličem [A]

Odpory byly zvoleny co nejbliž k vypočítaným hodnotám, tedy 33 k Ω pro rezistor R4 a 2,2 k Ω pro rezistor R5.

Kondenzátor C3 má filtrační funkci vstupu ADC, kde v kombinaci s děličem napětí R4/R5 tvoří obdobnou dolní propust jako výše zmíněný rezistor R2 a kondenzátor C2. Jelikož se jedná o vstup ADC mikrokontroléru IC6, jsou kritéria pro filtrační článek stejná. Vzniklý filtrační článek má ovšem trochu složitější přenosovou funkci, která je vyjádřena ve vztahu (7).

$$G_{RC}(s) = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\omega_p} + 1}, \text{ kde } \omega_p = \frac{R_4 + R_5}{C_3 \cdot (R_4 \cdot R_5)} = 2\pi \cdot f_c \quad (7)$$

$G_{RC}(s)$...	Přenosová funkce filtračního článku [-]
R_4	...	Hodnota rezistoru R_4 [Ω]
R_5	...	Hodnota rezistoru R_5 [Ω]
ω_p	...	Zlomová úhlová frekvence [rad/s]
C_3	...	Určená hodnota kondenzátoru C_3 [F]
f_c	...	Zvolená zlomová frekvence filtru [Hz]

Po úpravě vztahu (7) do podoby, která je uvedena ve vztahu (8), je následně možné vypočítat hodnotu kondenzátoru C_3 .

$$C_3 = \frac{R_4 + R_5}{2\pi \cdot f_c \cdot (R_4 \cdot R_5)} \text{ [F]} \quad (8)$$

Po dosazení hodnot rezistorů a zvolené frekvence zlomu do vztahu (8) byla určena hodnota kondenzátoru C_3 :

$$C_3 = \frac{33 \cdot 10^3 + 2,2 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 625 \cdot (33 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^3)} = 123,47 \text{ nF}$$

K vypočítané hodnotě kondenzátoru C_3 byla zvolena blízká nižší hodnota 100 nF, která posune frekvenci zlomu výš. Při zvolení blízké vyšší hodnoty kondenzátoru C_3 by se frekvence zlomu ještě snížila, což by mohlo omezit reakční dobu ADC.

3.1.2 Vstupní napájení z baterie

Pro připojení baterie na hlavní desce slouží konektor X2. Vstup stejnosměrného napětí v rozmezí 22–28 V z baterie je realizován přes 10A pojistku F2 a Schottkyho diodu D11, stejně jako u vstupu napájení ze zdroje. Schottkyho dioda D11 je při provozu ze sítě polarizovaná v závěrném směru (napětí zdroje je zvoleno vyšší, než napětí plně nabitě baterie) a v případě výpadku napájení ze zdroje dojde k poklesu napětí na hlavní vnitřní napájecí sběrnici až na úroveň, kdy je dioda D11 otevřena a umožní provoz z baterie.

Napětí baterie je měřeno pomocí odporového děliče R13/R14 stejným způsobem jako u vstupu ze síťového zdroje. Hodnoty odporů R13 a R14 jsou přizpůsobeny jinému rozsahu vstupního napětí z baterie (22–28 V). Postup výpočtů odporů je obdobný, jak je provedeno v rovnicích (5) a (6), pouze s jinou hodnotou vstupního napětí. Tento výpočet je uveden v rovnicích (9) a (10).

$$R_{13} = \frac{U_{div}}{I_{div}} = \frac{2,5}{0,001} = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

$$R_{14} = \frac{U_{bat(max)} - U_{div}}{I_{div}} = \frac{28 - 2,5}{0,001} = 25,5 \text{ k}\Omega \quad (10)$$

R_{13}	...	Určená hodnota rezistoru R13 [Ω]
R_{14}	...	Určená hodnota rezistoru R14 [Ω]
$U_{bat(max)}$...	Maximální vstupní napětí baterie [V]
U_{div}	...	Maximální hodnota napětí pro měření [V]
I_{div}	...	Proud tekoucí odporovým děličem [A]

Na základě výsledků byly vybrány blízké hodnoty rezistorů, tedy 27 k Ω pro rezistor R14 a 2,2 k Ω pro rezistor R13.

Hodnota kondenzátoru C11, který ve spojení s děličem napětí R13/R14 tvoří filtrační článek vstupu ADC, lze vypočítat dosazením příslušných hodnot do vztahu (8). Výsledná hodnota 125,18 nF se liší od vypočítané hodnoty kondenzátoru C3 (123,47 nF) jen minimálně. Hodnota kondenzátoru C10 je tedy také zvolena stejně na 100 nF.

Proud tekoucí z/do baterie je měřen pomocí děliče R17/D15+D14+D13 na základě úbytku napětí na rezistoru R15, rovněž stejným způsobem jako u vstupu ze zdroje.

Společná interní napájecí sběrnice je opatřena hlavní kapacitou C5/C7 a ochranným unipolárním transilem D9. Napětí v tomto bodě je monitorováno pomocí odporového děliče R11/R12, který je identický jako odporový dělič R4/R5. Porovnáním velikosti napětí v tomto bodě s napětím na vstupu ze zdroje lze rozlišit normální stav provozu ze síťového zdroje od nouzového provozu z baterie.

3.1.3 Nabíjecí měnič

Nabíjení baterie je prováděno přes snižující spínaný měnič (topologie step-down/BUCK), který mění vstupní napětí ze zdroje 30-38 V na napětí mírně vyšší, než je aktuální napětí baterie. Inteligentní regulace nabíjení je dosaženo softwarovou regulační smyčkou z hardwarového řídicího mikrokontroléru IC6, na základě naměřených hodnot napětí a proudu na vstupu baterie (popsáno v kapitolách 3.1.1 Vstupní napájení ze zdroje a 3.1.2 Vstupní napájení z baterie). Napětí ze vstupního kondenzátoru C4 s nízkým sériovým odporem (Low-ESR) je spínáno pomocí hlavního unipolárního P-MOSFET tranzistoru Q3 do pracovní indukčnosti L1 a výstupní kapacity C8/C9 s nízkým sériovým odporem. Odtud nabíjecí proud teče přímo do baterie. Zálohovací Schottkyho dioda D11 je v celém průběhu nabíjení polarizována v závěrném směru.

Při navrhování hodnoty indukčnosti L1 a příslušných kondenzátorů C8/C9 je třeba nejdříve určit střídu spínání. Nejhorší kritická situace nastává při největším možném napětí na vstupu (38 V) a vybité baterii (22 V). Toto je vypočítáno v rovnici (11) [3], která platí při

provozu v kontinuálním režimu. Hodnoty součástek jsou zvoleny dle příslušných datových listů pro spínací P-MOSFET tranzistor Q3 [22] a Shottkyho diodu D10 [23]. Nominální proud nabíjení byl zvolen o velikosti 2 A.

$$D = \frac{U_{out} + U_F}{U_{in(max)} - R_{DS} \cdot I_{nab}} = \frac{22 + 0,7}{38 - 0,1 \cdot 4} = 0,60 \quad (11)$$

D	...	<i>Střída spínání tranzistoru [-]</i>
U_{out}	...	<i>Minimální nabíjecí napětí baterie [V]</i>
$U_{in(max)}$...	<i>Maximální vstupní napětí zdroje [V]</i>
U_F	...	<i>Otvírací napětí diody [V]</i>
R_{DS}	...	<i>Odpor sepnutého MOSFETU [Ω]</i>
I_{nab}	...	<i>Nominální nabíjecí proud [A]</i>

Dále je třeba vypočítat spínací periodu na základě zvolené pracovní frekvence 62,5 kHz.

Vypočet je uveden v rovnici (12). Z určených hodnot v rovnicích (11) a (12), lze spočítat dobu sepnutí, jak je uvedeno v rovnici (13) [2].

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{62,5 \cdot 10^3} = 16 \mu s \quad (12)$$

$$t_{on} = D \cdot T = 0,60 \cdot 16 = 9,60 \mu s \quad (13)$$

T	...	<i>Spínací perioda [μs]</i>
f	...	<i>Pracovní frekvence [Hz]</i>
t_{on}	...	<i>Doba sepnutí [μs]</i>
D	...	<i>Střída spínání tranzistoru [-]</i>

Ze získaných hodnot, předpokládaného minimálního výstupního proudu 0,25 A pro zachování kontinuálního režimu měniče, maximálního výstupního proudu 4 A a výstupního zvlnění signálu 10 mV byly vypočítány minimální hodnota indukčnosti cívky L1 a minimální hodnoty kondenzátorů C8/C9. Výpočty jsou provedeny v rovnicích (14) a (15) [2].

$$L_{(min)} = \frac{U_{in(max)} - U_{out} - R_{DS} \cdot I_{out(min)}}{2 \cdot I_{out(min)}} \cdot t_{on} = \frac{38 - 22 - 0,1 \cdot 0,25}{2 \cdot 0,25} \cdot 9,60 \quad (14)$$

$$= 306,72 \mu H$$

$$C_{(min)} = \frac{2 \cdot I_{out(min)} \cdot T}{8 \cdot U_{pp}} = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot 16}{8 \cdot 0,01} = 100 \mu F \quad (15)$$

$L_{(min)}$...	Minimální hodnota indukčnosti L1 [μH]
U_{out}	...	Minimální výstupní napětí baterie [V]
$U_{in(max)}$...	Maximální vstupní napětí ze zdroje [V]
R_{DS}	...	Odpor sepnutého MOSFETU [Ω]
$I_{out(min)}$...	Minimální proud pro kontinuální režim měniče [A]
$C_{(min)}$...	Minimální hodnota kondenzátorů C8/C9 [V]
R_{DS}	...	Odpor sepnutého MOSFETU [Ω]
T	...	Spínací perioda [μs]
t_{on}	...	Doba sepnutí [μs]
U_{pp}	...	Výstupní zvlnění napětí [V]

Výsledné hodnoty minimální indukčnosti L1 a kapacity kondenzátorů C8/C9 byly značně nadhodnoceny. Velikost L1 byla zvolena na 350 μH . Konečná velikost kondenzátorů C8/C9 s hodnotou 1000 μF + 100 nF byla zvolena pro snížení zvlnění, kdy vyrovnávací provoz baterie bude probíhat v diskontinuálním režimu měniče. Pro omezení zvlnění vstupního napětí je v těsné blízkosti měniče umístěn kondenzátor C4 o hodnotě 220 μF s nízkým sériovým odporem.

Tranzistor Q3 vyžaduje pro vysokou účinnost silné buzení v kladné větvi napájení. Pro tento účel byl iterativně na základě simulací v programu LTSpice vyvinut vlastní budící obvod s přibližně symetrickou spínací charakteristikou a nízkou spotřebou v sepnutém stavu (max. 8 mA při 38 V).

Ovládání budiče je realizováno signálem PWM s amplitudou 5 V a nominálním proudem 5 mA. Budící proud byl zvolen malý, aby se předešlo hluboké saturaci tranzistoru Q1, což by omezilo jeho frekvenční propustnost. Výpočet omezujícího odporu R8 je uveden v rovnici (16). Hodnota úbytku napětí 1,2 V na přechodu báze-emitor je určena z příslušného datové listu [24].

$$R_8 = \frac{U_{PWM} - U_{BE}}{I_{B(max)}} = \frac{5 - 1,2}{0,005} = 760 \, \Omega \quad (16)$$

R_8	...	Omezovací odpor báze [Ω]
U_{PWM}	...	Amplituda PWM signálu [V]
U_{BE}	...	Úbytek napětí na přechodu báze-emitor [V]
$I_{B(max)}$...	Maximální bázeový proud [A]

Výsledný rezistor R8 o velikosti 760 Ω byl, pro větší ochranu tranzistoru, zvětšen na hodnotu 1 k Ω .

Signál PWM je přímo generován řídícím mikrokontrolérem IC6. Sepnutím tranzistoru Q1 začne téct proud z kapacity gate tranzistoru Q3 přes R10, D8, C6 a R9. V menší míře začne také téci proud přes R10, D8 a R7. Špičkový proud je efektivně omezen pouze rezistory R10 a R9, a tak dochází k prudkému poklesu napětí gate-source na Q3. Je nutné zajistit, aby při maximálním napájecím napětí 38 V tento proud nepřekročil kolektorový proud tranzistoru

Q1 500 mA. Přestože datový list [24] uvádí nominální proud až 800 mA, byla ta hodnota snížena pro ochranu MOSFETu. Hodnota kombinace rezistorů R9 a R10 tedy musí být dostatečně velká. Minimální hodnota tohoto odporu je vypočítána v rovnici (17). Je třeba zohlednit úbytek napětí na diodě D8 [25].

$$R_{9+10(min)} = \frac{U_{bus(max)} - U_F}{I_C} = \frac{38 - 1}{0,5} = 74 \, \Omega \quad (17)$$

$R_{9+10(min)}$...	Minimální hodnota odporu [Ω]
$U_{bus(max)}$...	Maximální vstupní napětí [V]
U_F	...	Otvírací napětí diody [V]
I_C	...	Maximální kolektorový proud tranzistoru Q1 [A]

Na základě výpočtu (10) byly zvoleny odpory R9 a R10 o celkové hodnotě 78 Ω .

Zároveň začne téct malý proud přes R6 a R7, který udržuje tranzistor Q2 zavřený. Aby byl tranzistor Q2 uzavřený musí být přechod báze-emitor polarizován v závěrném směru. Limitující situace nastává při nejnižším provozním napětí 22 V (provoz z vybité baterie), kdy musíme zajistit, aby úbytek napětí na rezistoru R6 byl větší než Zenerovo napětí diody D7, které je 15 V. Zároveň musíme zajistit dostatečný proud do báze tranzistoru Q2 (alespoň 1 mA) ve fázi zavírání hlavního tranzistoru Q3. Kritická maximální hodnota je určena výpočtem (18).

$$R_{6(max)} = \frac{\Delta U - U_{BE}}{I_B} = \frac{15 - 0,7}{0,001} = 14,3 \, k\Omega \quad (18)$$

$R_{6(max)}$...	Maximální hodnota rezistoru R6 [$k\Omega$]
ΔU	...	Rozdíl napětí (Zenerovo napětí) [V]
U_{BE}	...	Úbytek napětí na přechodu báze-emitor [V]
I_B	...	Bázový proud tranzistoru Q2 [A]

Na základě vypočítané hodnoty byla pro vytvoření rozumné rezervy zvolena velikost rezistoru R6 na hodnotu 12 $k\Omega$. Nyní musíme zvolit hodnotu rezistoru R7, tak aby byla splněna výše uvedená podmínka o polarizaci přechodu báze-emitor v závěrném směru ve fázi sepnutí tranzistoru Q3. Výpočet je proveden v rovnici (19).

$$R_{7(max)} = \frac{R_6 \cdot (U_{bus(min)} - U_{R6(min)})}{U_{R6(min)}} = \frac{12 \cdot (22 - 15)}{15} = 5,6 \, k\Omega \quad (19)$$

$R_{7(max)}$...	Maximální hodnota rezistoru R7 [$k\Omega$]
R_6	...	Zvolená hodnota rezistoru R6 [$k\Omega$]
$U_{bus(min)}$...	Minimální vstupní napětí [V]
$U_{R6(min)}$...	Minimální úbytek na rezistoru R6 [V]

Pro získání určité rezervy byla zvolena hodnota rezistoru R7 na 2,7 kΩ. Dioda D8 chrání tranzistor Q2 před průrazem přechodu báze-emitor v závěrném směru ($U_{BE(max)} = 6 \text{ V}$) [26]. S nabíjením kapacity gate tranzistoru Q3 se současně nabíjí i kondenzátor C6 a dochází k prudkému poklesu nabíjecího proudu. Při tom se odpor R7 stává dominantní cestou pro tok proudu a nabíjení výrazně zpomalí. Jakmile poklesne napětí gate-source tranzistoru Q3 na -15 V, otevře se Zenerova dioda D7 a zabráni dalšímu poklesu napětí. Tranzistor Q3 je již dostatečně otevřený a dalším poklesem by hrozilo jeho poškození ($U_{GS(max)} = -20 \text{ V}$) [22]. Obvodem nyní teče malý udržovací proud maximálně 8 mA, jak vychází dle výpočtu ze vztahu (20). Použité hodnoty byly zjištěny z odpovídajících datových listů pro jednotlivé součástky [22][26][27].

$$I = \frac{U_{bus(max)} - U_Z - U_F - U_{CE}}{R_7} [A] \quad (20)$$

I	...	Udržovací proud [A]
$U_{bus(max)}$...	Maximální vstupní napětí [V]
U_Z	...	Úbytek napětí na Zenerově diodě [V]
U_F	...	Úbytek napětí na diodě D8 [V]
U_{CE}	...	Úbytek napětí na přechodu CE [V]
R_7	...	Hodnota rezistoru R7 [Ω]

Po dosažení hodnot do vztahu (13) byla určena hodnota udržovacího proudu:

$$I = \frac{38 - 15 - 1 - 0,3}{2700} = 8,04 \text{ mA}$$

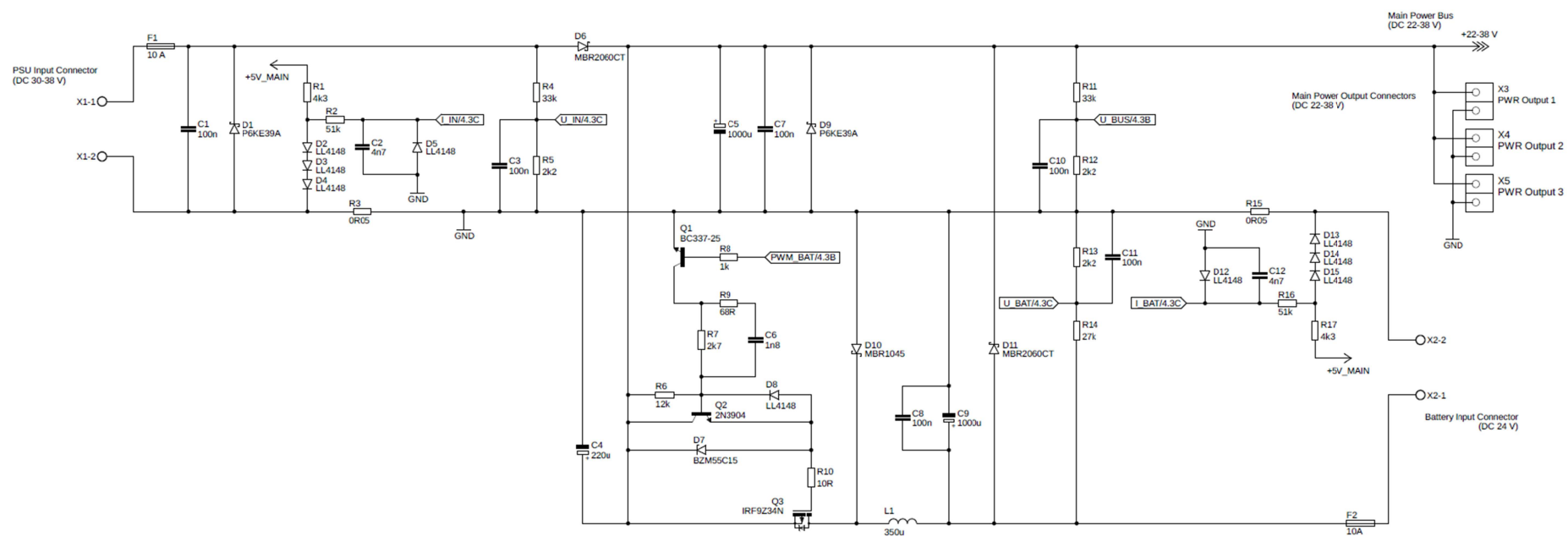
Uzavřením tranzistoru Q1 je tento udržovací proud přerušen a tranzistor Q2 je okamžitě otevřen proudem přes rezistor R6 do báze. Kapacita přechodu gate-source na tranzistoru Q3 je velmi rychle vybita přes tranzistor Q2 a rezistor R10. Vzhledem k relativně slabému buzení tranzistoru Q2 a maximálnímu potenciálu 15 V byla hodnota R10 empiricky zvolena na 10 Ω. Podle vztahu (17) musí být součet hodnot R9 a R10 větší než 74 Ω, proto byla zvolena hodnota R9 na 68 Ω.

V této fázi současně dochází k vybití kondenzátoru C6 přes rezistory R7 a R9. Časová konstanta, která je určena ve vztahu (21), by tedy měla být výrazně kratší než perioda spínání. To záleží hlavně na volbě velikosti rezistoru R7. Zamýšlené pracovní frekvenci 62,5 kHz odpovídá perioda 16 us a mělo by tak dojít k dostatečnému vybití. Po vybití je obvod připraven pro další spínací cyklus.

$$\tau = (R_7 + R_9) \cdot C_6 = (2,7 + 0,068) \cdot 1,8 = 4,98 \mu s \quad (21)$$

τ	...	<i>Časová konstanta RC článku [μs]</i>
R_7	...	<i>Hodnota rezistoru R7 [$k\Omega$]</i>
R_9	...	<i>Hodnota rezistoru R9 [$k\Omega$]</i>
C_6	...	<i>Hodnota kondenzátoru C6 [nF]</i>

Velikost C6 musí být zvolena vzhledem k celkové kapacitě gate Q3 $C_G = 900 \text{ pF}$ (přibližně součet kapacit gate-source $C_{GS} = 620 \text{ pF}$ a gate-drain $C_{GD} = 280 \text{ pF}$) [22] tak, aby byla oblast nedokonalého otevření Q3 ($U_{GS} = -(4-10) \text{ V}$) překonána co nejrychleji, ale C6 musí být dostatečně nabit dříve, než se otevře Zenerova dioda D7, jinak hrozí poškození D7, D8 nebo Q1 proudovými špičkami. Na základě simulací se osvědčil 1–2 násobek kapacity gate Q3. Dle tohoto kritéria byla zvolena kapacita kondenzátoru C6 na 1,8 nF. R7 musí být dostatečně malý na to, aby se C6 dostatečně vybil před započítáním dalšího cyklu, ale zbytečně malé hodnoty zvyšují spotřebu v sepnutém stavu. Zapojení v této konfiguraci je podle simulací použitelné až do spínací frekvence přibližně 100 kHz.



Obr. 3.3: Schéma zapojení vstupních obvodů a nabíjecího měniče

3.1.4 Interní napájení

Pro potřeby napájení vnitřních obvodů a dalších komponent zařízení obsahuje integrovaný spínaný snižující měnič IC1 (LM2576T-ADJ), který mění neregulované vstupní napětí v rozsahu 22-38 V na 8 V nebo 12 V. Měnič je opatřen externím vstupním kondenzátorem C13, Schottkyho diodou D16, pracovní indukčností L2 a výstupní kapacitou C15/C16/C18. Měnič pracuje při frekvenci 52 kHz a generovaná výstupní napěťová úroveň 8 V/12 V je distribuována na datové konektory SV1, SV2 a SV3 pro připojitelné moduly. Z této napěťové úrovně je poté možné v rámci jednotlivých modulů pomocí lineárních regulátorů tvořit potřebné nižší napětí (běžně např. 5 V nebo 3,3 V) v závislosti na použitých integrovaných obvodech. Vstupní kapacita C13 o hodnotě 100 μF s nízkým sériovým odporem zajišťuje filtraci a byla zvolena dle doporučení v datovém listu [28].

Pracovní indukčnost L2 o velikosti 520 μH je koncipována pro maximální výstupní proud 1 A a je nadhodnocena o 10 % nad doporučenou hodnotu, aby se předešlo přechodu do diskontinuálního režimu měniče. Doporučená hodnota byla odvozena z grafu 31, uvedeného v datovém listu [28], na základě zvoleného maximálního výstupního proudu a vypočítané hodnoty zádržné kapacity cívky dle vztahu (22), který rovněž vychází z datového listu [28].

$$(E \cdot T)_{\max} = (U_{\text{bus}(\max)} - U_{\text{out}}) \cdot \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{bus}(\max)}} \cdot \frac{1000}{f_{\text{osc}}} [V \cdot \mu\text{s}] \quad (22)$$

$(E \cdot T)_{\max}$...	<i>Zádržná kapacita cívky [V·μs]</i>
$U_{\text{bus}(\max)}$...	<i>Maximální vstupní napětí [V]</i>
U_{out}	...	<i>Výstupní napětí [V]</i>
f_{osc}	...	<i>Pracovní frekvence regulátoru [kHz]</i>

Po dosazení hodnot do vztahu (15) získáme doporučenou hodnotu L2:

$$(E \cdot T)_{\max} = (38 - 8) \cdot \frac{8}{38} \cdot \frac{1000}{52} = 121,46 \text{ V} \cdot \mu\text{s}$$

Odečtením hodnoty ze zmíněného grafu 31 je určena doporučená minimální hodnota pracovní indukčnosti L2, jenž činí 470 μH .

Velikost hlavní výstupní kapacity C15 byla určena podle podmínky stability vyjádřené ve vztahu (23), která je převzata z datového listu [28]. Po dosazení hodnot do rovnice (23), vyšla minimální hodnota 121,5 μF . Dle dalších informací je vhodné pro zachování minimálního zvlnění výstupního signálu tuto hodnotu několikanásobně zvětšit. V našem případě byla zvětšena přibližně 8x, tedy na hodnotu 1000 μF . Byl použit Low-ESR kondenzátor dimenzovaný na 35 V pro dosažení malého sériového odporu. Hlavní výstupní kondenzátor byl ještě doplněn o dva keramické kondenzátory C16 o velikosti 1 μF a C18 o velikosti 100 nF pro zlepšení vlastností. Je možné, že tyto keramické kondenzátory nebude

nutné osadit. Kondenzátor C15 spolu s keramickými kondenzátory C16 a C18 slouží také jako vstupní kapacita pro lineární regulátory IC2 a IC3.

$$C_{out} \geq 13300 \cdot \frac{U_{bus(max)}}{U_{out} \cdot L} [\mu F] \quad (23)$$

C_{out}	...	Hlavní výstupní kapacita [μF]
$U_{bus(max)}$...	Maximální vstupní napětí [V]
U_{out}	...	Výstupní napětí [V]
L	...	Zvolená indukčnost cívky [μH]

Po dosazení hodnot do vztahu (21) lze určit min. velikost hlavní výstupní kapacity C13:

$$C_{out} \geq 13300 \cdot \frac{38}{8 \cdot 520} = 121,5 \mu F$$

Jedinou podmínkou pro Schottkyho diodu D16, je odpovídající proudová propustnost (minimálně 1,2x výstupní proud) a dostatečná odolnost v závěrném směru (2x větší než maximální výstupní napětí). Příslušné údaje jsou uvedeny v datovém listu [28].

Výstupní napětí 8 V je udáno odporovým děličem R19/R20. Pro určení jejich hodnot platí vztah (24) převzatý z datového listu a zároveň se doporučuje zvolit odpor R20 v rozmezí 1–5 k Ω [28]. Hodnota R20 byla zvolena na 2,7 k Ω (poblíž střední hodnoty).

$$U_{out} = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_{19}}{R_{20}}\right) [V] \quad (24)$$

U_{out}	...	Výstupní napětí [μF]
U_{ref}	...	Referenční napětí spínaného měniče [V]
R_{19}	...	První zvolený rezistor děliče [k Ω]
R_{20}	...	Druhý zvolený rezistor děliče [k Ω]

Po úpravě vztahu (24) a dosazení zvolených hodnot lze určit velikost odporu R19:

$$R_{19} = 2,7 \cdot \left(\frac{8}{1,23} - 1\right) = 14,86 k\Omega$$

Výsledný odpor R19 o velikosti 14,86 k Ω bohužel není obsažen v odporové řadě. Z tohoto důvodu byl zvolen jiný odpor s hodnotou přibližně odpovídající ideální vypočítané hodnotě (15 k Ω). Při použití tohoto odlišného odporu je třeba zpětně určit, zda výstupní napětí odpovídá požadavkům. Výpočet je proveden opět dosazením do vztahu (24).

$$U_{out} = 1,23 \cdot \left(1 + \frac{15}{2,7}\right) = 8,06 V$$

Výsledná hodnota výstupního napětí měniče 8,06 V se od požadované liší pouze o +0,06 V.

Výstupní napětíovou úroveň lze přenastavit z 8 V na 12 V. Této změny lze dosáhnout připojením rezistoru R21 paralelně k rezistoru R20 pomocí zkratovací spojky. Tímto dojde ke změně poměru rezistorů v odporovém děliči a změně výstupního napětí. Pro určení kombinované hodnoty rezistorů R20 a R21 je využit znovu vztah (24).

Úpravou vztahu (24) a vyjádřením kombinované hodnoty rezistorů R20 a R21 ji lze vypočítat:

$$R_{20}||R_{21} = \frac{15 \cdot 1,23}{12 - 1,23} = 1,71 \text{ k}\Omega$$

K rezistoru R20 o hodnotě 2,7 kΩ, který byl již vybrán, je potřeba navolit rezistor R21, aby oba v paralelním spojení tvořily vypočítanou hodnotu 1,71 kΩ. Iterativně byl z dostupných hodnot rezistorů vybrán rezistor 4,64 kΩ. Ověření celkové velikosti těchto dvou rezistorů je provedeno v rovnici (25).

$$R_{20}||R_{21} = \frac{R_{20} \cdot R_{21}}{R_{20} + R_{21}} = \frac{2,7 \cdot 4,64}{2,7 + 4,64} = 1,707 \text{ k}\Omega \quad (25)$$

R_{20}	...	<i>První zvolený rezistor [kΩ]</i>
R_{21}	...	<i>Druhý zvolený rezistor [kΩ]</i>
$R_{20} R_{21}$...	<i>Paralelní spojení rezistorů [kΩ]</i>

Vypočítaná hodnota je velmi blízko ideální a tedy i požadovaná hodnota výstupního napětí 12 V by měla odpovídat. Ověření výpočtem je provedeno níže dosazení požadovaných a vypočítaných hodnot do vzorce (24).

$$U_{out} = 1,23 \cdot \left(1 + \frac{15}{1,707}\right) = 12,04 \text{ V}$$

Výsledné výstupní napětí měniče se liší, podobně jako v případě 8 V, pouze o +0,04 V.

Spouštění spínaného měniče je ovládáno vstupem ON/OFF a zpožděno RC článkem R18/C14. Tím je zajištěno, že citlivá elektronika začne nabíhat až po dostatečném nabití celého zařízení. Nejdelším přechodovým jevem je připojení baterie k vypnutému zařízení. V tomto případě dochází k nabití hlavních kapacit o celkové hodnotě minimálně 2320 μF na základní desce a 1880 μF na připojených modulech, přes odpor 0,05 Ω (měřicí rezistor R15) s časovou konstantou 235 us. Vzhledem k dalšímu nepředvídatelnému odporu po cestě a vnitřnímu sériovému odporu kondenzátorů může tato doba být i výrazně delší. V datovém listu [28] se uvádí, že při použití rezistoru R18 o hodnotě 47 kΩ a kondenzátoru C14 o hodnotě 100 nF dochází ke zpoždění přibližně 10 ms (v závislosti na vstupním napětí). Toto zpoždění se při testování ukázalo jako příliš dlouhé a způsobovalo pozdní náběh

mikrokontroléru IC6. To mělo za následek pulsní spuštění výstupních měničů na modulech a generování nedefinovaného výstupního napětí. Z tohoto důvodu byl rezistor R18 10x zmenšen na hodnotu 4,7 kΩ, což by mělo dobu zpoždění startu měniče také přibližně 10x zkrátit. Podle datového listu [28], dochází k rozběhnutí měniče při poklesu napětí na vstupu ON/OFF pod prahovou úroveň 1,4 V. Na základě těchto informací byl odvozen vztah (26) pro výpočet reálné hodnoty zpoždění.

$$t = R_{18} \cdot \left(-C_{14} \cdot \ln \frac{U_{on/off}}{U_{bus(min)}} \right) [s] \quad (26)$$

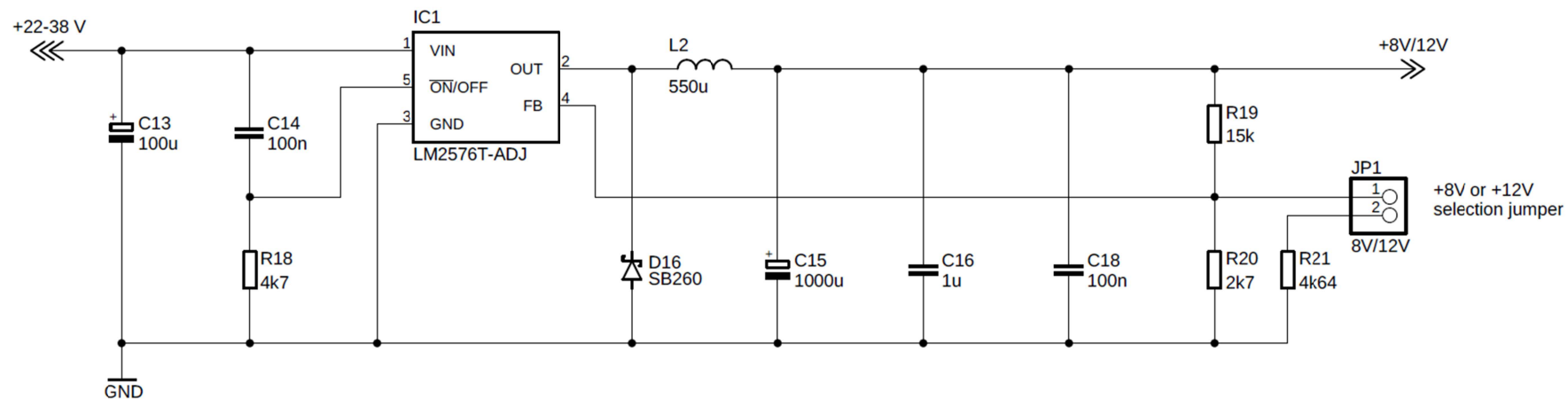
t	...	Čas zpoždění náběhu měniče [s]
R_{18}	...	Hodnota rezistoru R18 [Ω]
$U_{on/off}$...	Prahové napětí měniče [V]
$U_{bus(min)}$...	Minimální vstupní napětí vstupní napětí [V]
C_{14}	...	Zvolená kapacita [F]

Po dosazení výše zmíněných hodnot a napětí vybité baterie (22 V) jako hodnotu vstupního neregulovaného napětí je možné dopočítat minimální dobu zpoždění:

$$t = 4700 \cdot \left(-100 \cdot 10^{-9} \cdot \ln \frac{1,4}{22} \right) = 1,29 \text{ ms}$$

Spuštění spínaného měniče je zpožděno o minimálně 1,29 ms (reálně vypočítáno v rozmezí 1,29–1,55 ms v závislosti na vstupním napětí 22–38 V) a projevilo se jako vyhovující.

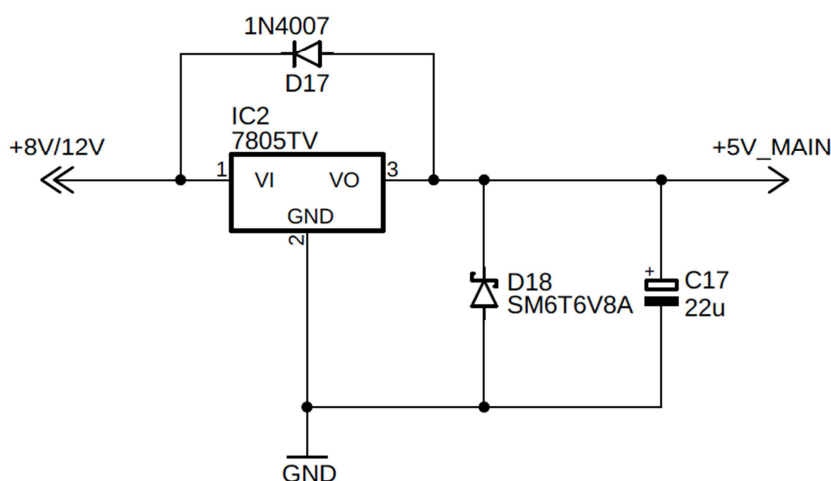
Dále je napětí 8/12 V získané pomocí spínaného snižujícího měniče IC1 (LM2576T-ADJ) snižováno dvěma lineárními regulátory IC2 a IC3 (LM7805) na 5 V. Pro zachování jednoduchosti zapojení a kvůli malým teplotním ztrátám byly zvoleny lineární regulátory na místo dalších spínaných měničů. Lineární regulátory také poskytují dobrou stabilitu výstupního signálu a útlum šumu. Tyto vlastnosti jsou velmi žádané, obzvláště při napájení citlivých čipů.



Obr. 3.4: Schéma zapojení spínaného měniče IC1

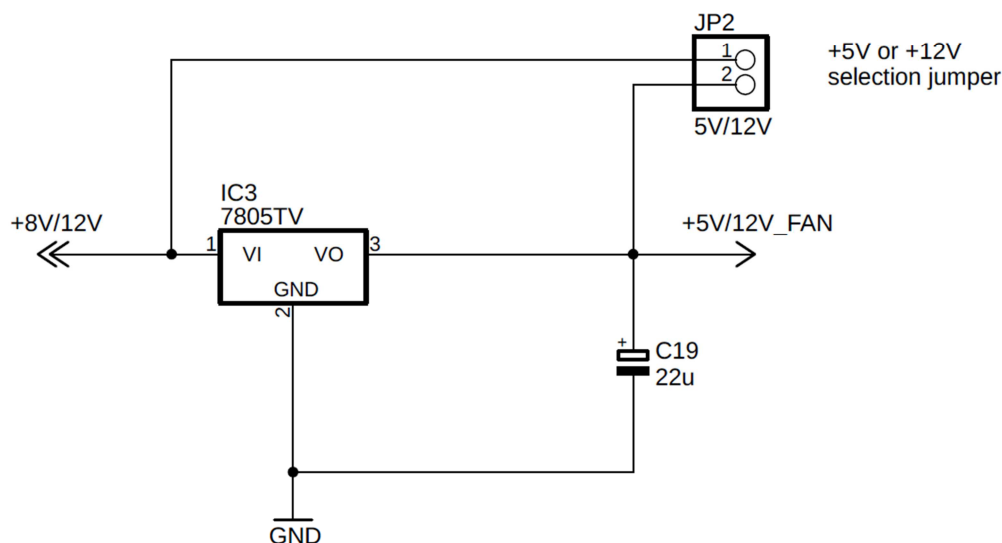
Zapojení lineárních regulátorů vychází z datového listu [29]. Jak již bylo řečeno, vstupní kapacitu lineárních regulátorů tvoří adekvátně nadhodnocený kondenzátor C15 spolu s keramickými kondenzátory C16 a C18. Výstupní kapacity jsou realizovány pomocí Low-ESR kondenzátorů C17 a C19 o hodnotě 22 μ F. Hodnota kondenzátorů byla zvolena jako dostatečně velká oproti vnitřní kapacitě napájených periférií.

První lineární regulátor IC2 slouží pro napájení mikrokontrolérů IC4 a IC6 a k nim připojitelných periférií jako jsou displej, teplotní senzory a volitelný RTC modul. Dále také slouží pro napájení čipů IC5 (převaděč I²C sběrnice na 16-bit I/O paralelní port) a IC7 (I²C Multiplexer). Standartní zapojení je doplněno o unipolární transil D18 (6,8 V), který slouží jako ochrana proti přepólování a přepětí ze strany mikrokontrolérů a připojených periférií. Také je doplněn o externí ochrannou diodu D17, která chrání regulátor při zkratu na jeho vstupu. Ochranná dioda se v této aplikaci nemusí osazovat, ale dle datového listu [29] se ji doporučuje použít v případě zátěže s kapacitním charakterem. V případě zkratu na vstupu by se kapacita mohla vybit přes přechod Báze-Emitor interního tranzistoru a zničit ho.



Obr. 3.5: Schéma zapojení lineárního regulátoru IC2

Další lineární regulátor IC3 slouží pouze pro napájení připojitelného 5V ventilátoru. Hlavním důvodem použití separátního lineárního měniče je oddělení, neboť ventilátor je indukční zátěž a mohl by produkovat rušení. Separátní regulátor je možné přemostit pomocí zkratovací spojky. Pokud je tedy spínaný měnič IC1 přepnutý na výstupní napětí 12 V (popsáno výše), je toto napětí přeneseno i na výstup lineárního regulátoru a umožňuje použít i 12V ventilátor namísto 5V. Zvolené výstupní napětí 8/12 V spínaného měniče IC1 a výstupní napětí 5 V z lineárního regulátoru IC2 jsou vyvedeny na samostatné konektory JP16 a JP17. Podobně je poskytnuta společná zem zařízení na konektoru JP18. Tyto vývody mohou sloužit pro napájení přídatných periférií nebo čistě pro měřicí a zkušební účely.



Obr. 3.6: Schéma zapojení lineárního regulátoru IC3

3.1.5 Uživatelský mikrokontrolér

První z řídících mikrokontrolérů Atmel ATmega32U4 slouží pro realizaci uživatelského rozhraní, indikaci stavů a komunikaci přes USB.

Mikrokontrolér IC4 je napájen napětím 5 V, které je vytvářeno pomocí popsaného lineárního regulátoru IC2 (LM7805). Samotné napájení digitální části mikrokontroléru je realizováno přes zapojení odrušovacích 100nF kondenzátorů C23 a C25. Napájení analogové části je řešeno stejným způsobem přes odrušovací kondenzátory C24 a C26. Pro vyhlazení interního referenčního napětí 2,56 V, použité pro ADC, je na dedikovaný vývod připojen kondenzátor C29 o hodnotě 1 µF. Všechny uvedené hodnoty součástek byly převzaty z datového listu [11].

Mikrokontrolér IC4 je vybaven externím krystalem Q4 pro zabudovaný Pierceův oscilátor s pracovní frekvencí 16,000 MHz a doplněn kondenzátory C20 a C21 v zapojení dle datového listu [11]. Hodnota 15 pF kondenzátorů C20 a C21 je rovněž zvolena podle datového listu [11], kdy se pro rozsah pracovní frekvence 8,0-16,0 MHz doporučuje zvolit velikost kondenzátorů v rozmezí 12–22 pF.

Programování mikrokontroléru IC4 bude provedeno v konečném zapojení prostřednictvím SPI sběrnice. Potřebné signály (MOSI, MISO, SCLK, RESET, +5 V, GND) jsou vyvedeny na samostatný konektor JP10. RESET je vybaven pull-up rezistorem R27 v hodnotě 10 kΩ, přes který poteče proud maximálně 0,5 mA.

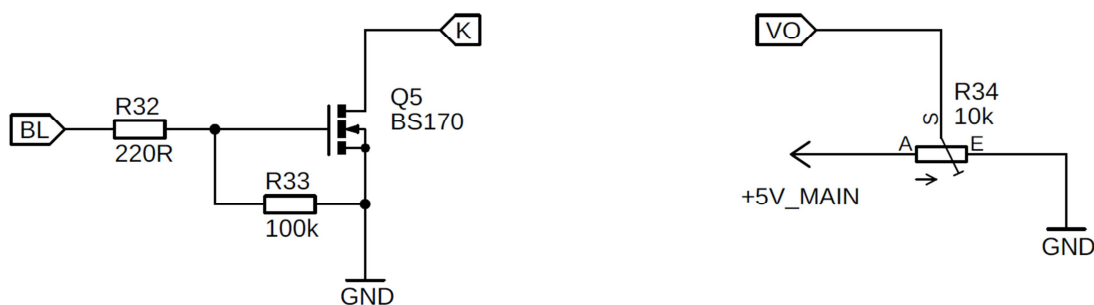
Součástí mikrokontroléru je i hardwarové rozhraní USB. Komunikace probíhá přes jednoduchý virtuální sériový port. Ovládání je realizováno přes textový interpreter pomocí příkazového ASCII rozhraní. Přes připojení USB lze provádět konfigurační a monitorovací činnost.

Samotný USB konektor X6 je připojen na příslušné vývody mikrokontroléru IC4. Datové linky D_N a D_P jsou opatřeny rezistory R23 a R24 o hodnotě $22\ \Omega$ pro impedanční přizpůsobení dle doporučení datového listu [11]. Pro správnou funkčnost je připojen i kondenzátor C27, jehož hodnota $1\ \mu\text{F}$ je stanovena výrobcem [11]. Na ochranu proti přepětí a obrácené polaritě jsou na datové linky a napájecí větev USB připojeny ochranné Schottkyho diody D19, D20 a D21 (typově BAT54S). V navrženém způsobu zapojení USB slouží pouze pro komunikaci s externím zařízením s vlastním zdrojem napájení. USB tedy neposkytuje napájecí napětí 5 V. Kostra konektoru je připojena na společnou zem zařízení přes kondenzátor C22 s hodnotou $100\ \text{nF}$ a rezistor R22 o velikosti $1\ \text{M}\Omega$. Rezistor R22 má zamezit tvrdému propojení, ale přitom umožnit vybití statického náboje malým rozumným proudem. Kondenzátor C22 naopak propouští střídavou složku na společnou zem a tím umožňuje správnou funkci stínění kabelu. Hodnoty C22 a R22 byly zvoleny jako běžně používané pro uvedené účely.

3.1.5.1 Displej

Jedna z hlavních periférií, kterou lze k uživatelskému mikrokontroléru IC4 připojit je displej. Připojit lze maticové alfanumerické LCD displeje, které využívají známý řadič HD44780 od firmy Hitachi. Tyto displeje jsou běžně používané a komerčně dostupné jako hotové moduly v různých velikostech a barevných provedeních. Na zařízení je použit displej o velikosti 4×20 symbolů s modrým podsvícením, ale lze připojit i větší displeje s dvěma řadiči.

Komunikační rozhraní tvoří 4-bitová sběrnice a čtyři řídicí signály (RS, R/W, E1, E2). Čtvrtý signál E2 je využit v případě většího displeje, kdy je potřeba adresovat dva řadiče na stejné sběrnici. Intenzitu buzení znaků displeje lze nastavit pomocí napětového signálu 0–5 V, který vzniká jako podíl interního napájecího napětí na trimru R34. Podsvícení displeje je spínáno v záporné větvi tranzistorem Q5 na základě TTL signálu z uživatelského mikrokontroléru IC4. Tranzistor Q5 je opatřen rezistorem R32 pro omezení rychlosti spínání. Rezistor R33 brání náhodné akumulaci náboje na gate Q5 v situacích, kdy je příslušný pin mikrokontroléru IC4 v plovoucím stavu. Uvedené signály a interní napájení 5 V jsou vyvedeny na konektor JP12 na hlavní desce.



Obr. 3.7: Schéma zapojení obvodů pro ovládání podsvětlení displeje

3.1.5.2 Klávesnice

Další periférií, připojenou k uživatelskému mikrokontroléru IC4 je maticová klávesnice na předním panelu zařízení. Jedná se o lepicí membránovou klávesnici o velikosti 4x5 kláves. Připojení klávesnice k mikrokontroléru IC4 není napřímo, ale je realizováno přes integrovaný obvod IC5 (PCF8575). Převodník IC5 rozšiřuje I²C sběrnici na 16-bitový kvazi-obousměrný I/O paralelní port. V praxi toto znamená, že jednotlivé vývody 16-bitového I/O jsou přes interní pull-up rezistory drženy na logické 1 (5 V) a při postupném vyčítání jednotlivých vývodů se stahují do úrovně logické 0 (GND).

Převodník IC5 je napájen 5 V a opatřen odrušovacím kondenzátorem C28 s hodnotou 100 nF. Jelikož je použit pouze jeden převodník, není třeba nastavovat různé adresy a všechny adresní vývody jsou přivedeny na zem zařízení (nastaveno na logické nuly). Komunikace s mikrokontrolérem IC4 probíhá přes I²C sběrnici a lze využít externí přerušení (INT6, indikováno sestupnou hranou) pro zachycení stisků kláves. Samotné sběrnice jsou vztaženy k 5 V přes pull-up rezistory (R26, R27 a R28). Pro výpočet pull-up rezistorů byly využity vztahy z datového listu samotného převodníku PCF8575 [12].

Minimální hodnota pull-up rezistorů je funkcí napájecího napětí převodníku, hraničního napětí logické 0 a odpovídajícího proudu při logické 0. Hraniční napětí logické 0 je závislé na napájecím napětí a dle datového listu se rovná 0,4 V. Stejně odvozen je proud při logické 0, který vychází na 3 mA. Výpočet je proveden v rovnici (27).

$$R_{p(min)} = \frac{U_{cc} - U_{OL(max)}}{I_{OL}} = \frac{5 - 0,4}{0,003} = 1533,33 \, \Omega \quad (27)$$

$R_{p(min)}$...	Minimální hodnota pull-up rezistorů [Ω]
U_{cc}	...	Vstupní napájení převodníku IC5 [V]
$U_{OL(max)}$...	Maximální hraniční napětí logické 0 [V]
I_{OL}	...	Proud při logické 0 [A]

Pro výpočet (28) maximální hodnoty pull-up rezistorů je třeba určit kapacitu I²C sběrnice. Hodnota se těžko určuje, ale lze ji aproximovat sečtením kapacit jednotlivých připojených logických obvodů a kapacity samotné cesty sběrnice na DPS. Při započítání hodnot z jednotlivých datových listů [11][12] a odhadnuté nadhodnocené kapacity cesty 10 pF dostaneme celkovou kapacitu 45 pF. Pro získání rezervy je ve výpočtu hodnota zvýšena na 100 pF (hodnota nesmí převýšit 400 pF [11]). Maximální hodnota pull-up rezistorů závisí také na době vzestupné hrany. Podle datového listu je při pracovní frekvenci převodníku 100 kHz (standart mode) maximální doba vzestupné hrany 1 μ s.

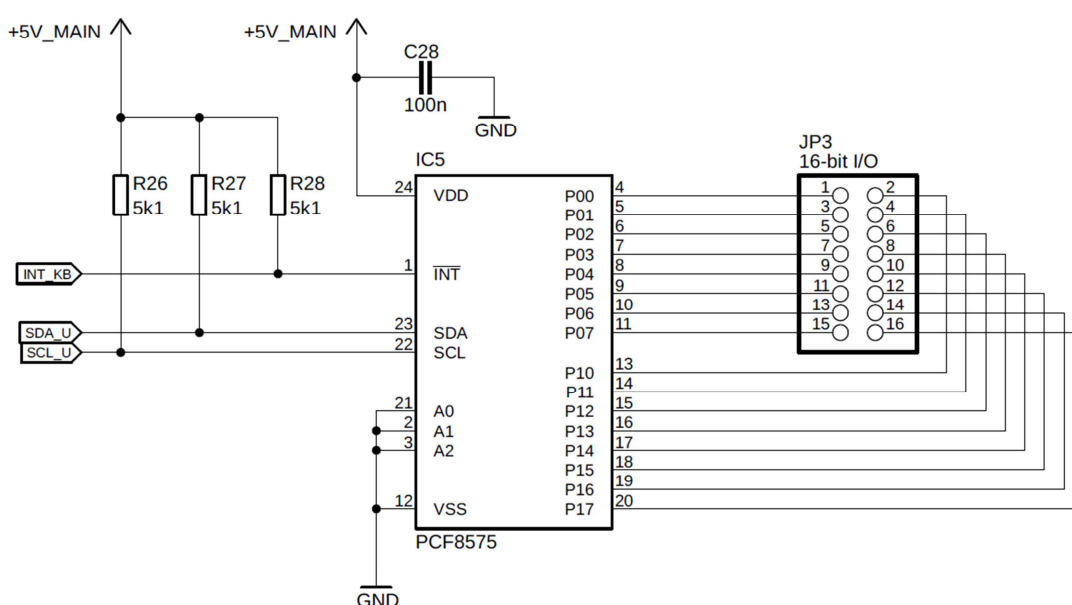
$$R_{p(max)} = \frac{t_r}{0,8473 \cdot C_b} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{0,8473 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 11802,20 \, \Omega \quad (28)$$

$R_{p(max)}$... Maximální hodnota pull-up rezistorů [Ω]

t_r ... Maximální doba vzestupné hrany [s]

C_b ... Kapacita I²C sběrnice [F]

V rozmezí vypočítaných hodnot byla pro pull-up rezistory R26, R27 a R28 vybrána hodnota 5,1 k Ω . Pomocí převodníku je možné na místo klávesnice připojit i jinou periférii využívající paralelní I/O port.



Obr. 3.8: Schéma zapojení převodníku IC5 (připojení klávesnice)

3.1.5.3 Ostatní periférie

Kromě displeje obsluhuje mikrokontrolér IC4 i tři indikační LED vyvedené na přední panel. Připojeny jsou na příslušných konektorech (JP7, JP8 a JP9) a před každou LED je vřazen sériový rezistor (R31 (270 Ω) pro červenou, R30 a R29 (220 Ω) pro žlutou a zelenou) omezující proud na přibližně 15 mA. Pro snadnou orientaci LEDky indikují různé stavy zařízení, které jsou blíže popsány v Tab. 3.1. Zelená LED indikuje způsob napájení zařízení, žlutá LED zase ukazuje přítomnost a nabíjení baterie. Červená LED signalizuje výstrahu a to když dojde k vyhodnocení poruchy nebo chyby firmwaru (přehřátí, zkrat, přetížení, selhání interní komunikace, ...). Podrobnější informace budou zobrazeny na displeji.

Tab. 3.1: LED indikace stavů

Barva LED	Způsob signalizace	Význam
Zelená	Svítí	Zařízení je napájeno ze zdroje
	Bliká	Zařízení je napájeno z baterie (zálohovací chod)
	Nesvítí	Zařízení je vypnuté
Žlutá	Svítí	Baterie je nabitá
	Bliká	Baterie se nabíjí
	Nesvítí	Baterie není připojená
Červená	Svítí	Byla detekována porucha nebo chyba firmwaru
	Bliká	(není přiřazeno)
	Nesvítí	Vše je v pořádku

Pro zvukovou signalizaci výjimečných stavů, či jen indikaci stisku kláves, lze využít piezoelektrický nebo magnetodynamický bzučák. Bzučák je přímo buzen PWM signálem generovaným mikrokontrolérem IC4 v rozsahu slyšitelných frekvencí, tedy stovky Hz až jednotky kHz. Bzučák se připojuje na určený konektor JP6. V případě použití piezoelektrického bzučáku je potřeba přidat rezistor pro omezení proudových špiček (naletovat na vývody samotného bzučáku), dle Obr. 3.7. Pro zvolený špičkový proud 25 mA a nominální napájecí napětí bzučáku 5V je hodnota rezistoru vypočítána v rovnici (29).

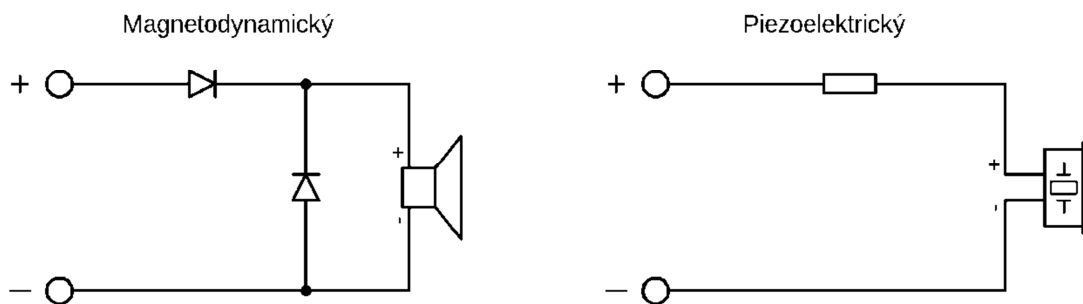
$$R_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{5}{0,025} = 200 \, \Omega \quad (29)$$

R_b ... Hodnota rezistoru u piezoelektrického bzučáku [Ω]

U_b ... Výstupní napětí mikrokontroléru IC4 [V]

I_b ... Zvolený špičkový proud bzučákem [A]

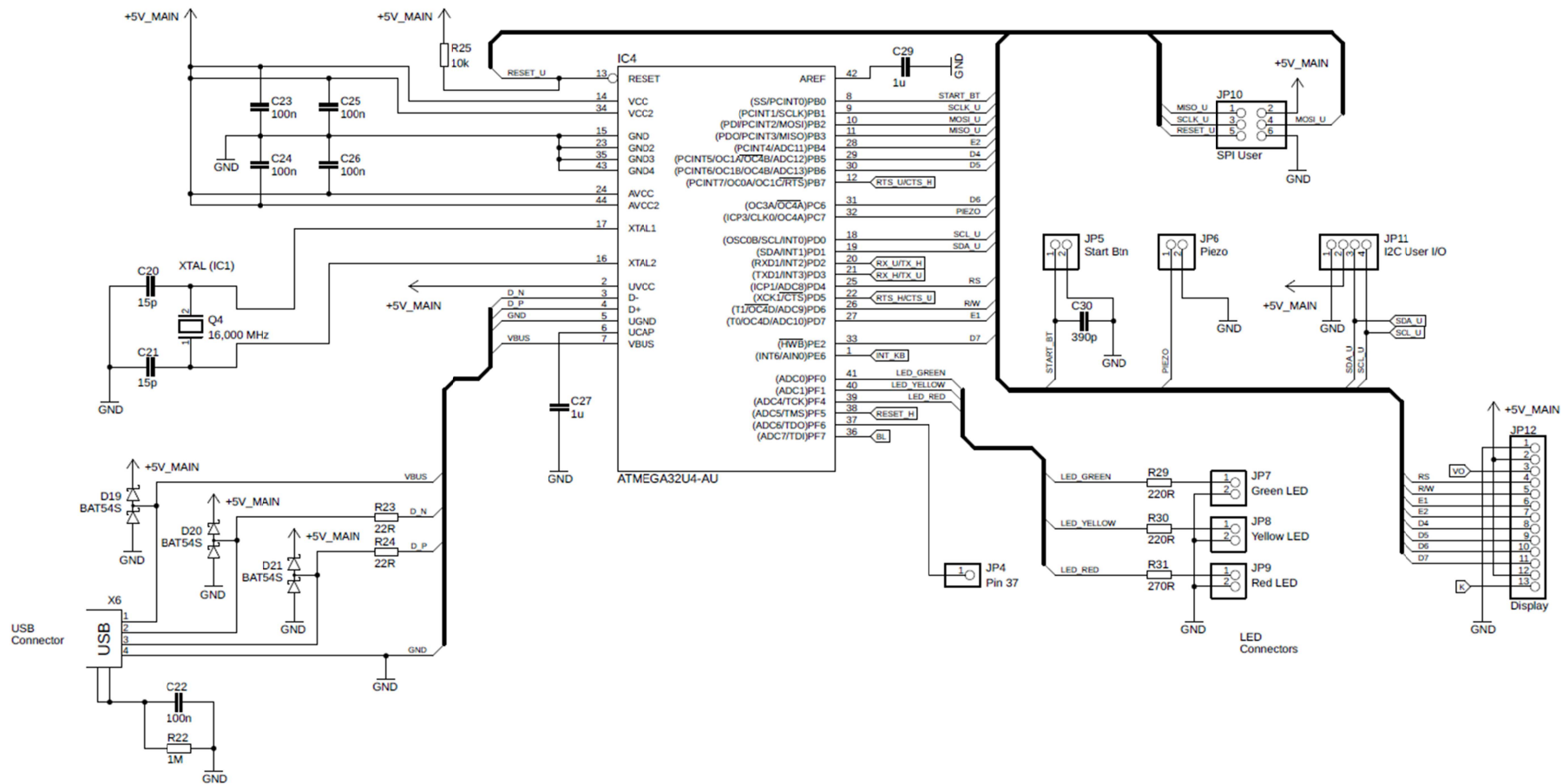
Při použití magnetodynamického bzučáku je potřeba dbát na to, aby proud nepřesáhl maximální hodnotu, kterou je mikrokontrolér IC4 na svém vývodu schopen poskytnout (25 mA) [11]. Vzhledem k tomu, že se jedná o indukční zátěž, je nutné bzučák opatřit dvěma diodami dle Obr. 3.7.



Obr. 3.9: Zapojení bzučáků

Na konektor JP5 je připojeno tlačítko umístěné na hlavním panelu. Tlačítko slouží pro zapnutí/vypnutí všech výstupů, tedy jednotlivých měničů na připojených modulech, dle aktuální konfigurace. Dedikovaný vývod mikrokontroléru je přes interní pull-up rezistor držen na 5 V a stisknutím tlačítka se přizemní. Zároveň je k tlačítku paralelně umístěn kondenzátor C30 pro odrušení (debouncing).

Komunikační sběrnice I²C mikrokontroléru IC4, po které komunikuje s převodníkem IC5, je také společně s napájením 5 V vyvedena na konektor JP11. Jeho prostřednictvím lze připojit další periférie komunikující po I²C sběrnici. Primárně je však připojen komerčně dostupný modul RTC s krystalovým oscilátorem DS3231. Modul obsahuje i paměť EEPROM (AT24C32), která není využita. Pro tento modul jsou v blízkosti konektoru JP11 na hlavní desce umístěny montážní otvory.



Obr. 3.10: Schéma zapojení uživatelského mikrokontroléru IC4

3.1.6 Hardwarový mikrokontrolér

Druhý mikrokontrolér IC6 je dedikovaný pro monitorování stavů a řízení jednotlivých částí zařízení. Jednou z hlavních činností je spouštění a řízení jednotlivých měničů na výstupních modulech. Mikrokontrolér IC6 rovněž obstarává řízení měniče pro dobíjení a udržování zálohovací baterie. Tyto činnosti provádí na základě měření napětí, proudů a teplot v kritických místech zařízení.

Hardwarový mikrokontrolér IC6 je v pozici slave, ale funguje jako samočinný událostmi řízený stavový stroj. Vždy obsahuje kompletní sadu konfiguračních hodnot pro řešení všech situací, a to včetně chybových či poruchových stavů. Případně vzniklé nouzové stavy může rychle ošetřit, aniž by musel čekat na komunikaci od hlavního uživatelského mikrokontroléru IC4. Hlavní mikrokontrolér IC4 se periodicky dotazuje IC6 na informace o stavu zařízení a naměřené hodnoty (napětí, proudy, teploty, ...). Dále může IC4 vyzvednout nebo zapsat konfigurační data z/do IC6, jako je nastavení výstupních modulů, kritické limity a parametry baterie. IC4 tyto informace poté poskytuje přes lokální (displej, LED) i vzdálené (USB) uživatelské rozhraní. Software v IC6 je navržen pro maximální efektivitu a pracuje čistě s binární reprezentací dat. Software v IC4 je v podstatě konfigurační nástroj, kterým může uživatel konfigurovat a monitorovat stavový stroj IC6 v podobě srozumitelné pro člověka. V případě, kdy nastane nouzový stav, stavový stroj IC6 aktivně notifikuje IC4 o vzniku události. Toto je jediná situace, kdy IC6 zahajuje komunikaci.

V případě, kdy se hardwarový mikrokontrolér IC6 z důvodu poruchy přestane hlásit, může jej nadřazený uživatelský mikrokontrolér IC4 resetovat. Toho je dosaženo přivedením RESET signálu mikrokontroléru IC6 na obecný vývod mikrokontroléru IC4. Signál RESET je negovaný, tedy k jeho vyvolání je zapotřebí na něj přivést logickou 0. V budoucnu lze tuto funkci využít i pro přepnutí IC6 do programovacího režimu a nahrání softwaru přes IC4. V případě, kdy přestane odpovídat uživatelský mikrokontrolér IC4, není situace tak závažná (IC6 je plně autonomní) a IC6 vyčká s časovým limitem na obnovení spojení. Při překročení časového limitu IC6 přivede zařízení do stavu bezpečného vypnutí. Toto chování umožní reset nebo přehrání softwaru v IC4 aniž by došlo k přerušení činnosti zařízení (dodávky napájení). Oba mikrokontroléry využívají i interní watchdog pro co nejrychlejší zotavení z poruchy.

Komunikace mezi mikrokontroléry probíhá jednoduchým binárním protokolem přes 5V sériovou linku s hardwarovým řízením toku. Signály (RX, TX, RTS, CTS) jsou v průběhu cest vyvedeny na konektory JP13 a JP14 pro případný servis.

Hardwarový mikrokontrolér IC6 je stejně jako uživatelský mikrokontrolér IC4 napájen 5 V z lineárního regulátoru IC2. Digitální část je také napájena přes 100nF odrušovací kondenzátory C33 a C35. U napájení analogové části jsou stejně velké kondenzátory C34 a C36 doplněny o malé 10μH cívky L3 a L4 tvořící filtrační LC obvody. Dle datového listu [11] se užití LC obvodů doporučuje pro lepší napájení ADC, které jsou u mikrokontroléru IC6 využity. U IC6 je rovněž na dedikovaný vývod připojen 1μF kondenzátor C40 pro vyhlazení interního referenčního napětí 2,56 V pro ADC. K internímu oscilátoru mikrokontroléru IC6 je připojen

druhý nezávislý krystal Q6 (16,000 MHz) v totožném zapojení s kondenzátory C31 a C32 o hodnotě 15 pF.

Nahrání firmwaru do mikrokontroléru IC6 bude provedeno přes SPI sběrnici stejným způsobem jako u IC4. Zmíněné signály (MOSI, MISO, SCLK, RESET, +5 V, GND) pro hardwarový mikrokontrolér IC6 jsou vyvedeny na konektor JP15. Pull-up rezistor na RESET má také hodnotu 10 kΩ.

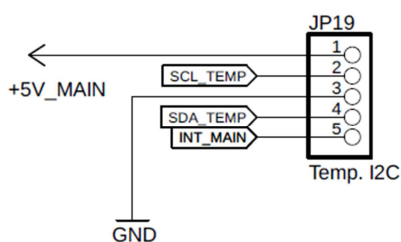
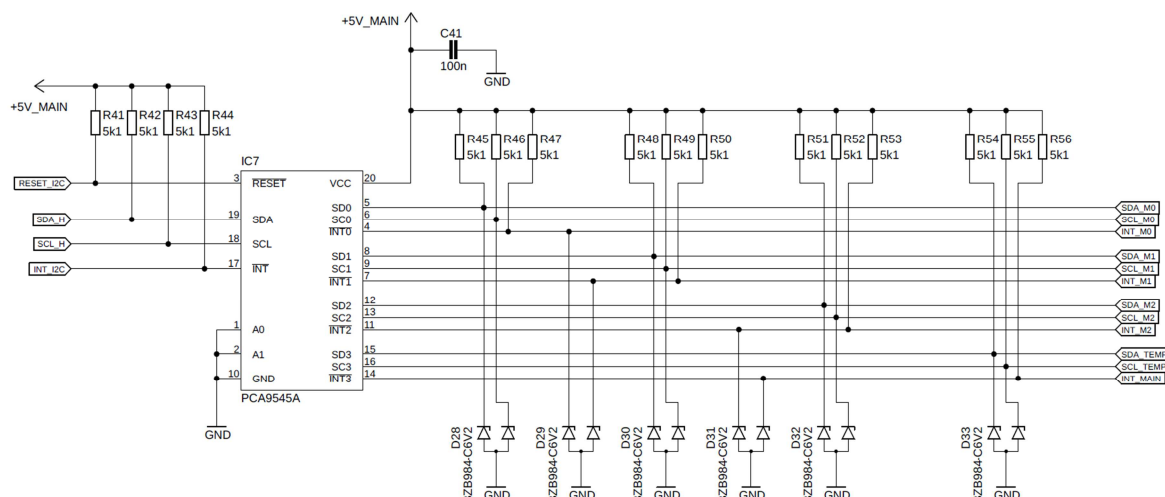
3.1.6.1 Rozbočení sběrnice I²C

Řízení výstupních modulů a komunikace s nimi probíhá přes sběrnici I²C. Sběrnice je pomocí Multiplexeru IC7 (PCA9545A) rozdělena na čtyři samostatné větve. Tři větve jsou určeny pro výstupní moduly a jsou přivedeny na konektory SV1, SV2 a SV3 pro jejich připojení. Teplotní senzor (typově TC74) monitorující teplotu kritických výkonových prvků na hlavní desce komunikuje s mikrokontrolérem IC6 rovněž po I²C sběrnici a využívá čtvrtou větev poskytnutou na samostatném konektoru JP19. Obsluhovat tyto periférie po jedné společné sběrnici by vedlo ke komplikovanému návrhu, kdy všechny zařízení by musely mít rozdílné adresy a moduly by nebyly nezávislé a zaměnitelné. V případě poruchy kteréhokoliv modulu také nedojde k zablokování celé I²C sběrnice a mikrokontrolér IC6 může vyvolat reset IC7 pomocí dedikované linky mezi IC6 a IC7. Tím je postižený modul izolován a zbytek zařízení může pokračovat v činnosti.

Multiplexer IC7 poskytuje i samostatné negované signály přerušení (INT0–INT3) u jednotlivých větví, které jsou rovněž poskytnuty na konektorech SV1, SV2 a SV3. Navržené moduly se snižujícími měniči je však nevyužívají. U budoucích modulů mohou sloužit k obsluze chybových událostí vyvoláním přerušení PCINT0 v IC6.

Multiplexer IC7 je napájen 5 V z lineárního regulátoru IC2 přes odrušovací kondenzátor C41 (100 nF). Jednotlivé signály sběrnice, přerušení a reset jsou vztaženy přes pull-up rezistory ke stejným 5 V (R41–R56). Pro výpočet velikosti pull-up rezistorů byly použity stejné vztahy (27) a (28), jako pro návrh pull-up rezistorů u převodníku IC5. Jelikož kapacita jednotlivých větví I²C sběrnice s připojenými moduly vychází podobně (cca 45 pF), byly zvoleny i rezistory se stejnou hodnotou 5,1 kΩ. Navíc jsou jednotlivé výstupní větve IC7 vybaveny Zenerovými diodami (D26–D33) s nominálním napětím 6,2 V pro dodatečnou ochranu proti vstupu přepětí z modulů nebo nevyužitých konektorů SV1–SV3.

Použitím pouze jednoho multiplexeru odpadá nárok na kombinaci více adres. Podobně jako u převodníku IC5, jsou všechny adresní vývody přivedeny na společnou zem zařízení.

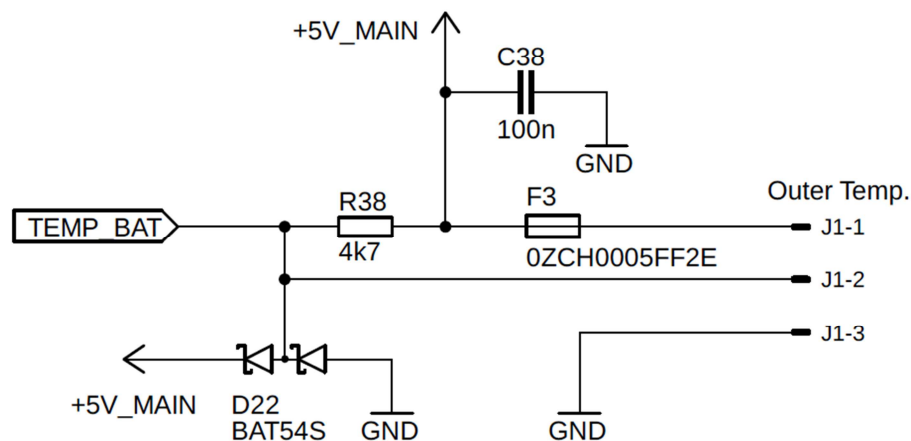


Obr. 3.12: Schéma zapojení konektoru pro tep. Senzor na hlavní desce

3.1.6.2 Vnější teplotní senzor

Pro šetrnější nabíjení zálohovací baterie, které je popsáno v kapitole 3.1.3 Nabíjecí měnič, lze využít externí digitální senzor monitorující teplotu baterie. Na základě teploty se poté omezuje velikost nabíjecího proudu nebo přizpůsobuje udržovací napětí. Vzhledem k tomu, že senzor musí dosáhnout od samotného zařízení až baterii (vzdálenost větší než 1 m), nelze využít stejné senzory teploty (TC74) použité uvnitř zařízení. Tyto senzory komunikují po I²C sběrnici, kterou nelze provozovat na velké vzdálenosti. Z tohoto důvodu byl zvolen digitální senzor DS18B20 (nebo kompatibilní) komunikující po 1-wire sběrnici s měřícím rozsahem teplot v rozmezí -55 až 125 °C.

Senzor je přímo připojen na mikrokontrolér IC6 a sběrnice je vztažena přes pull-up rezistor R38 k 5 V. Hodnota 4,7 kΩ u pull-up rezistoru R38 je převzata ze zapojení uvedeného v datovém listu [19]. Napájení senzoru 5 V je zajištěno z interního lineárního regulátoru IC2 přes polyfuse pojistku F3 a je opatřeno odrušovacím kondenzátorem C38 s hodnotou 100 nF. Datová 1-wire sběrnice je ještě doplněna o ochranu proti přepětí a obrácené polaritě ve formě duální Schottkyho diody (BAT54S).



Obr. 3.13: Schéma zapojení obvodu pro připojení vnějšího teplotního senzoru

3.1.6.3 Řídící obvod ventilátoru

Teplota uvnitř zařízení je monitorována pomocí digitálních teplotních senzorů (TC74), které jsou umístěny na chladičích výkonových prvků. Tyto součástky jsou nejvíce náchylné na přehřátí. Chlazení těchto prvků a regulace celkové teploty je zajištěna pomocí malého PC ventilátoru ovládaného mikrokontrolérem IC6.

Připojení bylo navrženo pro standardní 3-vodičový ventilátor, který umožňuje vyčítání otáček. Je možné použít ventilátor s napájecím napětím 5 V nebo 12 V, v závislosti na zvoleném výstupním napětí spínaného snižujícího měniče IC1, jak je popsáno v kapitole 3.1.4 Interní napájení.

Ventilátor je spínán v záporné větvi unipolárním tranzistorem Q7, který je buzen PWM signálem z IC6 s pracovní frekvencí 62,5 kHz. Zapojení je totožné jako u spínání podsvícení displeje, tedy i zde byl použit malý rezistor R36 pro omezení špičkového proudu PWM signálu a rezistor R37 pro zamezení akumulace náhodného náboje na gate tranzistoru Q7. U ventilátoru, jakožto u indukční zátěže, je umístěna ochranná flyback dioda D24, zamezující náhlým napětovým špičkám v době rozepnutí spínacího prvku. Paralelně je připojen i odrušovací kondenzátor C39 s hodnotou 100 nF.

Vyčítání otáček probíhá pomocí interní Hallovy sondy zabudované ve ventilátoru. Signál z Hallovy sondy je přiveden přes dolní propust R39/C37 na řídící mikrokontrolér IC6, kde jsou počítány sestupné hrany pomocí přerušení INT6. Dolní propust filtruje frekvenci spínání ventilátoru (62,5 kHz) a další potenciální vysokofrekvenční rušení. Prahová frekvence f_0 dolní propusti je vypočítána v rovnici (30).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{39} \cdot C_{37}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 2000} = 795,77 \text{ Hz} \quad (30)$$

f_0	...	<i>Prahová frekvence dolní propusti [Hz]</i>
R_{39}	...	<i>Hodnota rezistoru R39 [Ω]</i>
C_{37}	...	<i>Hodnota kondenzátoru C37 [F]</i>

Otáčky PC ventilátorů běžně dosahují maximálně 6000 ot/min a Hallova sonda generuje obvykle 2 impulzy za jednu otáčku. Maximální pracovní frekvence měřícího signálu se tedy pohybuje okolo 200 Hz a není ovlivněna dolní propustí.

Protože je signál z Hallovy sondy aktivně pouze přizemňován, musí být linka vztažena přes pull-up rezistor R40 k interním 5 V, které využívá i mikrokontrolér IC6. Hodnotu pull-up rezistoru R40 je třeba zvolit dostatečně malou, aby příliš neovlivnila symetrii dolní propusti (nabíjení a vybíjení kondenzátoru C37) a tím samotnou prahovou frekvenci f_0 . Zároveň musí být dostatečně velký, aby jím netekly velké proudy (max. 5 mA). Při zvolené hodnotě 1,8 kΩ u rezistoru R40 protéká dle rovnice (31) proud 2,8 mA. Pro ochranu mikrokontroléru IC6 před přepětím byla vřazena ochranná duální Schottkyho dioda D23 (BAT54S).

$$I_{pull-up} = \frac{U_{5V}}{R_{40}} = \frac{5}{1800} = 2,8 \text{ mA} \quad (31)$$

$I_{pull-up}$...	<i>Proud přes pull-up rezistor [A]</i>
U_{5V}	...	<i>Napájecí napětí 5 V [V]</i>
R_{40}	...	<i>Hodnota rezistoru R40 [Ω]</i>

3.1.6.4 Řízení a připojení výstupních modulů

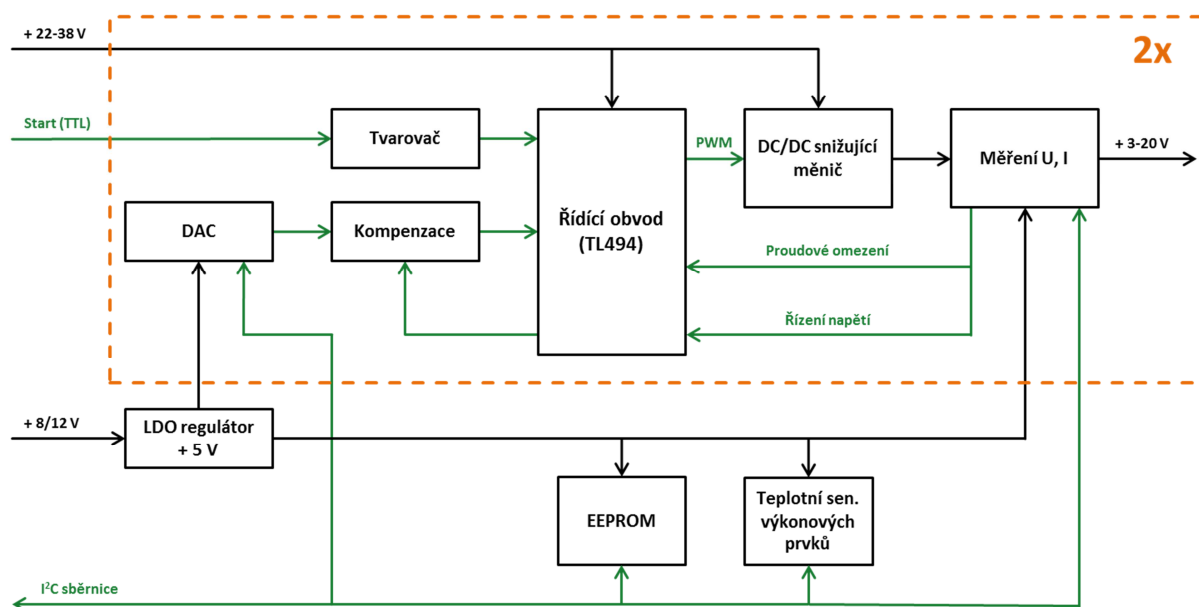
Pro připojení výstupních modulů slouží konektory SV1, SV2 a SV3 na hlavní desce. Jak již bylo zmíněno, pro komunikaci a řízení modulů jsou na těchto konektorech vyvedeny jednotlivé větve I²C sběrnice a přerušení. Pro další ovládání jsou na každém konektoru dva I/O signály mikrokontroléru IC6 pro obecné užití. V případě navržených výstupních modulů s dvěma snižujícími měniči tyto signály slouží pro povolení/zakázání činnosti jednotlivých měničů. Pro ochranu jsou všechny tyto signály chráněny proti přepětí Zenerovými diodami (D25, D26 a D27) s nominálním napětím 6,2 V. Pro napájení řídicích obvodů na modulech je na komunikačních konektorech poskytnuto napětí 8 V nebo 12 V, v závislosti na nastavení spínaného měniče IC1. Předpokládá se dodatečná lokální regulace tohoto napětí na nižší stabilní napěťovou úroveň lineárními regulátory.



Obr. 3.16: Schéma zapojení harwarového mikrokontroléru IC6

3.2 Výstupní modul

Výstupní modul navržený v rámci této práce obsahuje dva identické snižující spínané měniče. V zařízení jsou poté zabudovány dva kusy daného modulu. Celý koncept je znázorněn v blokovém schéma (Obr. 3.17) a následující kapitoly se věnují podrobnému popisu a rozboru návrhu jednotlivých částí zapojení. Pro zjednodušení bude až na samostatné části popsán pouze jeden ze dvou měničů.

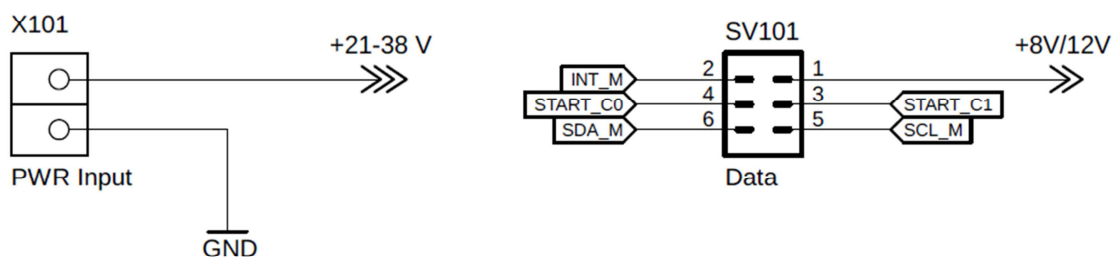


Obr. 3.17: Blokové schéma zapojení modulu

3.2.1 Připojení výstupního modulu

Samotný výstupní modul není funkční a vyžaduje připojení k hlavní desce pomocí dvou konektorů X101 a SV101. Konektor X101 slouží pro připojení výkonového vstupu z hlavní napájecí sběrnice na hlavní desce. Poskytnuté napětí (22–38 V) je poté snižováno měniči a vyvedeno na výstupní konektory X102 a X103.

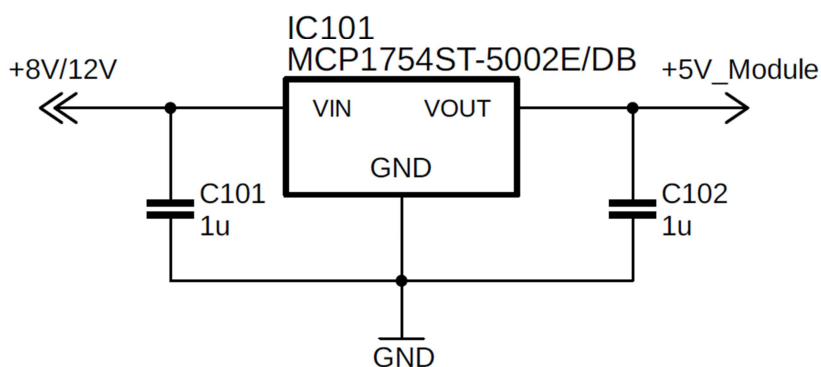
Druhý konektor SV101 je určen pro připojení komunikačního rozhraní k hlavní desce. Sběrnice I²C je využívána pro komunikaci s DAC pro generování referenčních napětí, čipy pro měření napětí a proudu, teplotním senzorem a EEPROM pamětí. Dva obecné I/O signály se v rámci popisovaného modulu používají jako START pro povolení/zakázání činnosti měniče. Invertovaný signál přerušení není využit.



Obr. 3.18: Schéma zapojení vstupních konektorů modulu

3.2.2 Napájení řídicích komponent

Prostřednictvím konektoru komunikačního rozhraní je na modul přivedeno i nízké napětí 8/12 V z hlavní desky. Napětí 8/12 V je převedeno na napěťovou úroveň 5 V LDO lineárním regulátorem IC101 (MCP1754S). Následně je napětí 5 V rozvedeno po desce modulu k napájení digitálních integrovaných obvodů. LDO lineární regulátor IC101 je vybaven vstupní kapacitou C101 a výstupní kapacitou C102. Oba kondenzátory mají dle doporučení datového listu [30] hodnotu 1 μ F.



Obr. 3.19: Schéma zapojení LDO lineárního regulátoru IC101

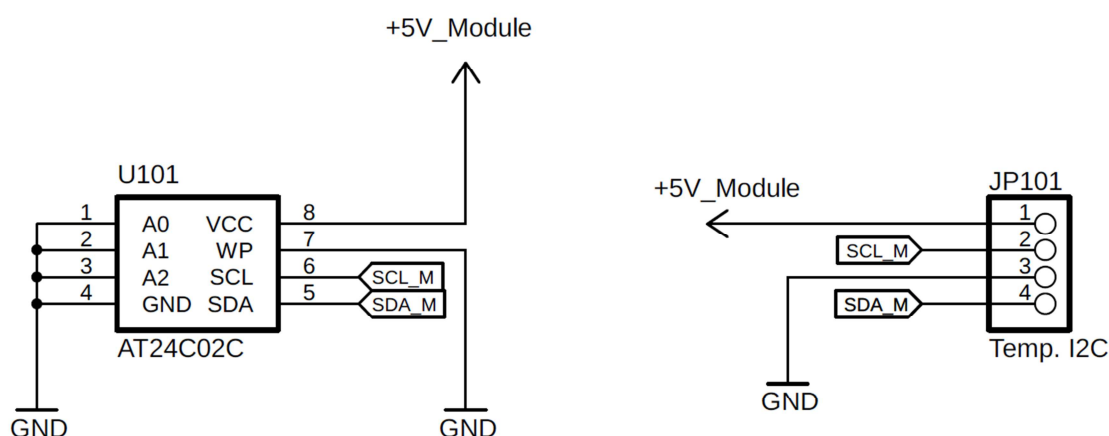
3.2.3 Samostatné komponenty modulu

Každý modul obsahuje sériovou EEPROM (2 kBit), umožňující ukládání a čtení dat po I²C sběrnici. Paměť slouží pro ukládání důležitých informací a hodnot relevantních k danému modulu. Tímto je zajištěn bezúdržbový chod a předchází se tak nutnosti opakované kalibrace

v případě výměny modulů. V rámci modulu se dvěma spínanými snižujícími měniči se do paměti ukládají tato data:

- Identifikace a verze modulu
- Limitní hodnoty (napětí, proud)
- Kalibrace DAC
- Kalibrace teplotního čidla
- Kalibrační hodnoty pro INA219A
- Velikost použitých měřících rezistorů (pro INA219)
- Kontrolní součet

Samostatnou komponentou je i digitální senzor teploty pro monitorování teploty kritických a teplotně zatěžovaných součástek. Použit byl senzor TC74 komunikující pro I²C sběrnici (stejný jako je na hlavní desce), který se připojuje na konektor JP101. U modulu je teplota měřena na jednom společném chladiči, jak je tomu rovněž u hlavní desky. Při případném překročení nastavené limitní teploty, hardwarový mikrokontrolér IC6 vypne oba měniče na daném modulu.



Obr. 3.20: Schéma zapojení EEPROM modulu a konektoru pro připojení tep. senzoru na modulu

3.2.4 Výstupní měnič

Úkolem výstupních měničů je převádět neregulované napětí 22-38 V na regulované nastavitelné výstupní napětí v rozsahu 3-20 V. Zároveň od výstupu požadujeme omezení maximálního proudu pro dosažení zkratu vzdornosti. Aby bylo zařízení použitelné pro jeden spotřebič s více napěťovými úrovněmi nebo více spotřebičů se vzájemně propojenou zápornou větví, musí být mínusové výstupy měničů galvanicky propojené. Z tohoto důvodu se musí spínací tranzistor i snímání proudu nacházet v kladné větvi měniče. Tranzistor tak

vyžaduje plovoucí buzení, které je realizováno stejným budícím obvodem jako obvod nabíjení baterie popsany v kapitole 3.1.3 Nabíjecí měnič.

Pro dosažení softwarové nastavitelnosti výstupního napětí je vyžadován řídicí obvod, který poskytuje přímý přístup k jeho chybovým zesilovačům, může být napájen maximální vstupním napětím 38 V a umožňuje jeho úplné vypnutí. Na základě těchto kritérií byl zvolen integrovaný obvod TL494 označen jako IC104.

Pracovní frekvenci navrženého měniče je vhodné zvolit v blízkém okolí horní hranice 100 kHz. Tato hranice je dána hlavně budícím obvodem spínacího tranzistoru Q103 a materiálem použitých feritových jader cívek. Použití vyšší frekvence by také vyžadovalo složitější návrh z důvodu rostoucího skin efektu, většího vlivu parazitních vlastností komponent a produkce elektromagnetického rušení. Nižší frekvence pod 50 kHz by naopak vyžadovaly velké indukčnosti cívek a kapacity kondenzátorů. Také by došlo ke zvětšení zvlnění výstupního signálu a omezení rychlosti regulace.

Pracovní frekvence měniče je udána kondenzátorem C105 a rezistorem R101, které nastavují interní oscilátor obvodu IC104 dle vztahu (32) z datového listu [14]. Pro optimální nastavení v daném rozmezí byly zvoleny hodnoty rezistoru R101 na 10 kΩ a kondenzátoru C105 na 1,5 nF

$$f_{osc} = \frac{1}{R_{101} \cdot C_{105}} \text{ [Hz]} \quad (32)$$

f_{osc}	...	Pracovní frekvence oscilátoru [Hz]
C_{105}	...	Hodnota kondenzátoru C105 [F]
R_{101}	...	Hodnota rezistoru R101 [Ω]

Po dosazení hodnot do vztahu (30) byla určena pracovní frekvence měniče:

$$f_{osc} = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = 66,66 \text{ kHz}$$

Výsledná hodnota frekvence 66,66 kHz však přímo neodpovídá realitě. Po zkušebním měření osciloskopem byla určena skutečná pracovní frekvence na 77,8 kHz. Na základě měření tedy pro určení frekvence přesněji platí upravený vztah (31) namísto originálního vztahu (30).

$$f_{osc} = \frac{1,167}{R_{101} \cdot C_{105}} \text{ [Hz]} \quad (33)$$

Vstupní kapacita měniče je realizována pomocí kondenzátorů C113/C115/C117/C119 s celkovou kapacitou 472,1 μF. Napětí z těchto kondenzátorů je spínáno hlavním P-MOSFET tranzistorem Q103 do pracovní indukčnosti L101. Ovládání samotného tranzistoru Q103 je dosaženo skrze výše zmíněný budící obvod, který je sám buzen paralelní kombinací dvou výstupních NPN tranzistorů, které řídicí obvod IC104 poskytuje. Jejich souběžného spínání je

dosaženo připojením vývodu 13 (Output Control) na potenciál 0 V (GND). V této konfiguraci může protékat budící proud až 500 mA [14].

Podobně jako u měniče pro nabíjení baterie je třeba určit minimální indukčnost cívky L101 a kapacitu kombinace výstupních kondenzátorů C125/C127/C128. K tomuto byly využity vztahy (11), (12), (13), (14) a (15) z předchozí kapitoly 3.1.3 Nabíjecí měnič, kde se budou lišit pouze zadávané hodnoty. Opět byly hodnoty navrženy pro nejhorší variantu, což je maximální napětí 38 V z napájecího zdroje a výstupní napětí jako 1/2 maximálního napájecího napětí, tedy 19 V. Pracovní frekvence měniče je 77,8 kHz. Výstupní měnič je koncipován na maximální kontinuální proud 6 A. Předpokládaný minimální výstupní proud pro zachování kontinuálního režimu měniče je 0,25 A. Požadovaná hodnota výstupního zvlnění signálu byla stanovena na 10 mV. Hodnoty charakteristických vlastností součástek jsou opět převzaty z příslušných datových listů [14][22][25].

Dosažení hodnot do vztahů (9), (10), (11), (12) a (13):

$$D = \frac{U_{out} + U_F}{U_{in(max)} - R_{DS} \cdot I_{out(max)}} = \frac{19 + 0,7}{38 - 0,1 \cdot 6} = 0,53$$

$$T = \frac{1}{f_{osc}} = \frac{1}{77,8 \cdot 10^3} = 12,85 \mu s$$

$$t_{on} = D \cdot T = 0,53 \cdot 12,85 = 6,77 \mu s$$

$$L_{(min)} = \frac{U_{in} - U_{out} - R_{DS} \cdot I_{out(min)}}{2 \cdot I_{out(min)}} \cdot t_{on} = \frac{38 - 19 - 0,1 \cdot 0,25}{2 \cdot 0,25} \cdot 6,77 = 256,92 \mu H$$

$$C_{(min)} = \frac{2 \cdot I_{out(min)} \cdot T}{8 \cdot U_{pp}} = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot 12,85}{8 \cdot 0,01} = 80,33 \mu F$$

D	...	Střída spínání tranzistoru [-]
U_{out}	...	Výstupní napětí [V]
$U_{in(max)}$...	Maximální vstupní napětí ze zdroje [V]
U_F	...	Otvírací napětí diody [V]
R_{DS}	...	Odpor sepnutého MOSFETU [Ω]
$I_{out(max)}$...	Maximální výstupní proud [A]
$I_{out(min)}$...	Minimální proud pro kontinuální režim měniče [A]
T	...	Spínací perioda [μs]
f_{osc}	...	Pracovní frekvence [kHz]
t_{on}	...	Doba sepnutí [μs]
$L_{(min)}$...	Minimální hodnota indukčnosti L5 [μH]
$C_{(min)}$...	Minimální celková hodnota kondenzátorů C28/C29/C30 [μF]
U_{pp}	...	Výstupní zvlnění napětí [V]

Výsledná hodnota u cívky byla ponechána na minimální vypočítané hodnotě. Minimální hodnota kombinované výstupní kapacity kondenzátorů C127/C128 byla navýšena na 940 μF . Pro nižší sériový odpor a kvůli rozměrům samotných kondenzátorů byly použity dva namísto jednou většího. Standardně jsou kondenzátory doplněny o jeden 100nF keramický kondenzátor pro ideálnější vlastnosti.

Hlavní pracovní dioda D107 musí být dimenzovaná pro maximální výstupní proud měniče (6 A) a musí odolat velikosti napětí v závěrném směru. Toto napětí dosahuje v době sepnutí hlavního spínacího tranzistoru Q103 velikosti vstupního napětí zařízení (maximálně 38 V). Pro nižší úbytek napětí na samotné diodě v propustném směru byla použita Schottkyho dioda. Vybraná Schottkyho dioda je určena pro nominální proud 10 A a závěrné napětí 45 V. Pro spolehlivost jsou výkonové Schottkyho diody běžně schopné ustát i krátkodobé špičkové proudy (150 A pro zvolenou diodu) [23].

Na výstupu měniče je umístěn filtrační keramický kondenzátor C132 s hodnotou 1 μF . Proti přepětí a napěťovým špičkám z indukčních zátěží je výstup chráněn unipolárním transilem D109 s prahovým napětím 27 V.

3.2.5 Monitorování výstupního proudu a napětí

K měření výstupního proudu je využit měřicí rezistor R127 s hodnotou 0,05 Ω v kladné větvi. Měření provádí dedikovaný integrovaný obvod INA219A označen jako IC108 na základě úbytku napětí na měřicím rezistoru. Úbytek napětí je pomocí ADC převeden na číselnou hodnotu a využitím hodnot interní kalibrační tabulky je dopočítán odpovídající proud. Sekvenčně po proběhnutí měření proudu, je změřeno mezi bodem za měřicím rezistorem a společnou zemí výstupní napětí měniče. IC108 poskytuje i číselný údaj o výkonu, který je spočítán z výstupního proudu a napětí. Všechny změřené a spočítané hodnoty jsou poté poskytnuty přes I²C sběrnici hardwarovému mikrokontroléru IC6.

Veškeré měření probíhá vůči interní referenci obvodu IC108 nezávisle na napájecím napětí, které udává rozsah výstupu DAC. Toto je kritické pro schopnost zařízení automaticky kalibrovat výstupní napětí a tím eliminovat systematické chyby způsobené neidealitou měniče a DAC. V opačném případě by se odchylka napájecího napětí DAC propagovala do výstupního napětí měniče, kde by hypotetické měřicí IC stanovilo odchylku výstupního napětí vzhledem k odchýlenému napájecímu napětí. To by v závislosti na okolnostech vedlo k neschopnosti detekovat alespoň část této odchylky nebo dokonce k nestabilitě, kdy odchylka referenčního napětí v jednom směru je registrována jako odchylka výstupního napětí v opačném směru, a to i v limitě nulové frekvence (DC odchylka). V konečném důsledku bude přesnost výstupního napětí po autokalibraci udána čistě chybou měřicího obvodu IC108.

Obvod IC108 umožňuje měření s rozlišením 12 bitů. Snímání diferenciálního napětí na měřicím rezistoru probíhá s krokem 10 μV (změna LSB). Při použitém měřicím rezistoru o velikosti 0,05 Ω tomuto odpovídá měření proudu s rozlišením 200 μA . U měření výstupního

napětí je rozlišení 4 mV [15], což je přesnější než rozlišení použitého DAC (5,14 mV) a projektované zvlnění výstupu (10 mV).

Samotný měřicí obvod IC108 je napájen 5 V z modulového lineárního regulátoru IC101. Na vstupu napájení je dodatečně umístěn 100nF odrušovací kondenzátor dle datového list [15].

Měřicí rezistor R127 se dále využívá pro nastavení proudového omezení. Diferenciální napětí na rezistoru je přivedeno na proudový monitor INA138 označen jako IC106, který jej převede na proudový výstup. Pomocí externího rezistoru R125 je výstupní proud opět převeden na napětí, které je přivedeno na neinvertující vstup chybového zesilovače řídicího obvodu IC105 (vývod č. 1). Volbou externího rezistoru se nastavuje zesílení výstupního napětí, tedy i jeho efektivní rozsah. Zvolen byl rezistor o velikosti 33 kΩ, na kterém se při maximálním výstupním proudu měniče 6 A objeví napětí přibližně 2 V, jak je vypočítáno v rovnici (34) dle datového listu [16].

$$U_O = \frac{I_{out} \cdot R_{127} \cdot R_{125}}{R_{in}} = \frac{6 \cdot 0,05 \cdot 33 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} = 1,98 \text{ V} \quad (34)$$

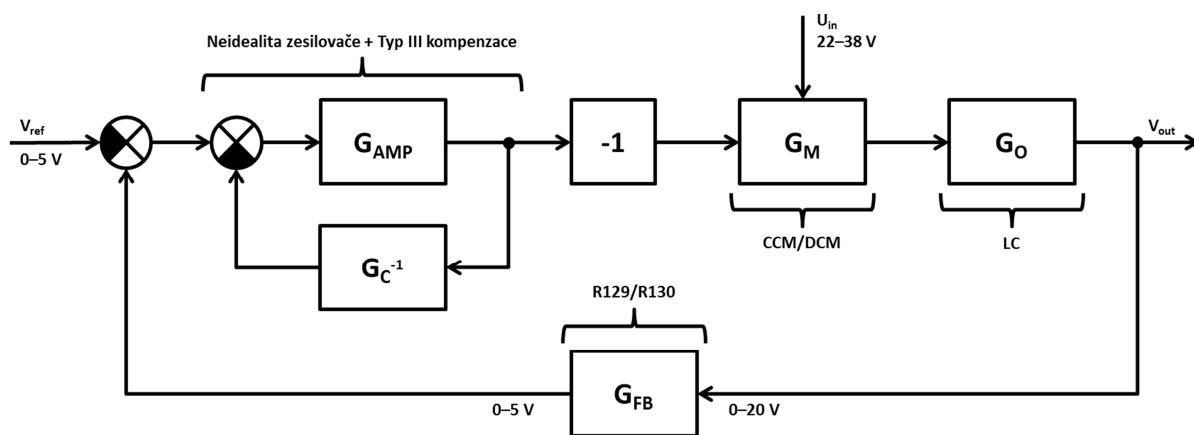
U_O	...	<i>Výstupní napětí proudového monitoru [V]</i>
I_{out}	...	<i>Maximální výstupní proud měniče [A]</i>
R_{127}	...	<i>Odpor měřicího rezistoru R127 [Ω]</i>
R_{125}	...	<i>Odpor externího rezistoru R125 [Ω]</i>
R_{in}	...	<i>Odpor rezistoru uvnitř proudového monitoru INA138 [Ω]</i>

Toto napětí je porovnáváno s nastavitelnou napěťovou úrovní 0–5 V z odporového děliče tvořeného trimrem R123 (25 kΩ). Zisk chybového zesilovače není omezen žádnou zpětnou vazbou a funguje čistě v režimu komparátoru. Nastavením trimru R123 lze zvýšit nebo snížit proudový limit daného měniče. V případě překročení nastaveného výstupního proudu dojde k zastavení spínání. Po poklesu proudu pod nastavenou úroveň dojde k obnově spínání, až do opětovného překročení maximálního proudu. Tento cyklus sice vede k rozkmitání výstupu, ale zajistí, že nedojde k překročení limitu daných součástí. Tím je dosaženo zkratuvzdornosti. Kvalita napájení není ve zkratové situaci důležitá. Na toto chování zareaguje hardwarový mikrokontrolér IC6 vypnutím příslušného měniče a nahlášením chyby.

3.2.6 Napěťová regulační smyčka

Měnič bude pracovat jako zdroj konstantního napětí v režimu napěťové regulace. Vstupní napětí je pulzně šířkově modulováno hlavním spínacím tranzistorem Q103 do výstupního filtru tvořeného hlavní pracovní indukčností a kapacitou na základě chybového napětí. Vyhlazené výstupní napětí je následně poděleno odporovým děličem do rozsahu 0–5 V a porovnáno chybovým zesilovačem s variabilním referenčním napětím ve stejném rozsahu. Výsledkem je výše zmíněné chybové napětí. Vzhledem k interní architektuře

řídícího obvodu IC104 má signál invertovaný charakter (vzrůst chybového napětí sníží střidu spínání). Každý z těchto elementů přispívá do celkové přenosové funkce regulační smyčky. Aby byla zajištěna stabilita, musí být výsledná přenosová funkce vyšetřena vzhledem ke všem provozním podmínkám a v případě potřeby modifikována tak, aby za všech provozních okolností splňovala Nyquistovo kritérium stability. Vzhledem k tomu, že součástí smyčky je i výstupní LC filtr s poměrně malou rezonanční frekvencí (≈ 300 Hz), lze očekávat, že jeho pól druhého řádu bude dominovat přenosové funkci a bude nutné ho kompenzovat. Kompenzační obvod bude součástí zpětné vazby chybového zesilovače. Vzhledem k velké citlivosti přenosové funkce na parazitické vlastnosti reálných komponent bude celý problém modelován numericky v softwarovém balíku MATLAB i se zahrnutím sériového odporu hlavní indukčnosti, hlavní kapacity, měřícího rezistoru, výstupního keramického kondenzátoru a neidealit chybového zesilovače. Blokové schéma celé regulační smyčky je shrnuté na Obr. 3.21.



Obr. 3.21: Blokové schéma regulační smyčky

Přenosová funkce modulátoru G_M odpovídá poměru změny výstupního napětí V_{out} vzhledem ke změně chybového napětí V_{err} . Střída spínání je určena na základě porovnání chybového signálu s pilovým průběhem oscilátoru řídícího obvodu IC104, který má amplitudu 3 V [14]. Tato amplituda určuje pracovní rozsah chybového napětí (nad 3 V je spínání úplně potlačeno). Vztah mezi střidou a výstupním napětím závisí na režimu, ve kterém měnič pracuje. V kontinuálním režimu je střída nezávislá na výstupním proudu a je určena pouze poměrem výstupního k vstupnímu napětí dle vztahu (1). Vyjádřením z této rovnosti získáme přenosovou funkci modulátoru v kontinuálním režimu $G_{M(ccm)}$ (35). V diskontinuálním režimu závisí střída nelineárně, jak na vstupním a výstupním napětí, tak i na výstupním proudu dle vztahu (2). Obdobným vyjádřením získáme přenosovou funkci modulátoru v diskontinuálním režimu $G_{M(dcm)}$ (36). V obou případech je uvažována pouze reálná část a fázový posuv způsobený zpožděním interní logiky a budícího obvodu je zanedbán.

$$G_{M(ccm)}(s) = \frac{U_{in}}{U_{osc}} \quad (35)$$

$$G_{M(dcm)}(s) = \frac{2 \cdot U_{out} \cdot \left(1 - \frac{U_{out}}{U_{in}}\right)}{U_{osc} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f_{osc} \cdot I_{out}}{U_{in} \cdot (U_{in} - U_{out})}} \cdot \left(2 - \frac{U_{out}}{U_{in}}\right)} \quad (36)$$

$G_{M(ccm)}(s)$...	Přenosová funkce modulátoru v kontinuálním režimu [-]
$G_{M(dcm)}(s)$...	Přenosová funkce modulátoru v diskontinuálním režimu [-]
U_{in}	...	Vstupní napětí měniče [V]
U_{osc}	...	Amplituda pily oscilátoru IC104 [V]
U_{out}	...	Výstupní napětí měniče [V]
I_{out}	...	Výstupní proud měniče [A]
L	...	Hlavní pracovní indukčnost měniče [H]
f_{osc}	...	Pracovní frekvence měniče [Hz]

Přenosová funkce G_O výstupního LC filtru se zahrnutím parazitních odporů, měřicího rezistoru a proměnné zátěže je vyjádřena ve vztahu (37). Vzhledem k tomu, že hlavní pracovní kapacita je tvořena dvěma identickými kondenzátory C127 a C128, ve výpočtu uvažujeme součet jejich kapacit a výsledný sériový odpor kondenzátorů jako výsledek paralelního spojení jejich dílčích odporů. Keramický kondenzátor C125 je pro malou kapacitu zanedbán. Lze očekávat, že přenosové funkci bude dominovat pól druhého řádu s přibližnou frekvencí dle vztahu (38) a dále nula způsobená sériovým odporem hlavních kondenzátorů dle vztahu (39).

$$G_O(s) = \frac{Z_C \cdot Z_O}{Z_L \cdot (Z_C + Z_I + Z_O) + Z_C \cdot (Z_I + Z_O)} , kde \quad (37)$$

$$Z_L = R_L + sL \quad Z_C = R_C + \frac{1}{sC} \quad Z_I = R_{127}$$

$$Z_O = \frac{R_Z \cdot \left(R_{CO} \cdot \frac{1}{sC_O}\right)}{R_Z + R_{CO} + \frac{1}{sC_O}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{250 \cdot 10^{-6} \cdot 940 \cdot 10^{-6}}} = 328 \text{ Hz} \quad (38)$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,0275 \cdot 940 \cdot 10^{-6}} = 6157 \text{ Hz} \quad (39)$$

$G_O(s)$...	Přenosová funkce výstupního LC filtru [-]
Z_C	...	Impedance hlavních kondenzátorů s uvážením sériového odporu [Ω]
Z_O	...	Impedance výstupního kondenzátoru a zátěže [Ω]
Z_L	...	Impedance hlavní cívky s uvážením sériového odporu [Ω]
Z_I	...	Impedance měřicího rezistoru [Ω]
R_L	...	Odpor hlavní cívky [Ω]
L	...	Indukčnost hlavní cívky [H]
R_C	...	Sériový odpor hlavního kondenzátoru [Ω]
C	...	Společná kapacita hlavních kondenzátorů [F]
R_{127}	...	Hodnota měřicího rezistoru R_{127} [Ω]
R_Z	...	Odpor zátěže [Ω]
R_{CO}	...	Sériový odpor výstupního kondenzátoru [Ω]
C_O	...	Kapacita výstupního kondenzátoru [F]

Výstupní napětí měniče je sledováno přes odporový dělič R_{129}/R_{130} , který převádí napětí 0–20 V do rozsahu 0–4,75 V (ideálně 5 V), jak je vypočítáno v rovnici (40). Maximální proud skrze dělič je vypočítán v rovnici (41).

$$U_{div(max)} = U_{out(max)} \frac{R_{130}}{R_{129} + R_{130}} = 20 \cdot \frac{5,6}{18 + 5,6} = 4,75 \text{ V} \quad (40)$$

$U_{div(max)}$...	Maximální převodní napětí děliče [V]
$U_{out(max)}$...	Maximální výstupní napětí měniče [V]
R_{129}	...	Hodnota rezistoru R_{129} [k Ω]
R_{130}	...	Hodnota rezistoru R_{130} [k Ω]

$$I_{div(max)} = \frac{U_{out(max)}}{R_{129} + R_{130}} = \frac{20}{18 + 5,6} = 0,85 \text{ mA} \quad (41)$$

$I_{div(max)}$...	Maximální proud děličem [A]
$U_{out(max)}$...	Maximální výstupní napětí měniče [V]
R_{129}	...	Hodnota rezistoru R_{129} [k Ω]
R_{130}	...	Hodnota rezistoru R_{130} [k Ω]

Snížené napětí z děliče je přivedeno na neinvertující vstup chybového zesilovače (vývod č. 16) řídicího obvodu IC104. Toto zapojení je netradiční, ale vyplývá z interní architektury řídicího obvodu, kde je dosaženo inverze až v logických obvodech modulátoru, za chybovým zesilovačem. Přenosová funkce zpětnovazebního děliče G_{FB} odpovídá jeho dělicímu poměru výstupního napětí dle vztahu (42).

$$G_{FB}(s) = \frac{R_{130}}{R_{129} + R_{130}} \quad (42)$$

V této fázi lze vyjádřit celkovou přenosovou funkci otevřené smyčky bez kompenzace $G_{OL(nk)}$ dle vztahu (43). Primárně je uvažována činnost měniče v kontinuálním režimu, při maximálním vstupním napětí (38 V) a mírné zátěži, kdy lze očekávat nejvyšší zisk.

$$G_{OL(nk)}(s) = G_M \cdot G_O \cdot G_{FB} \quad (43)$$

Pro dosažení minimální odchylky v ustáleném stavu je nezbytné opatřit chybový zesilovač integrátorem (pól v počátku). Jako vedlejší efekt získá přenosová funkce počáteční fázový posuv -90° , který musí být vykompenzován vhodně umístěnou nulou ještě dříve, než nastane dodatečný fázový posuv -180° při očekávané rezonanční frekvenci 328 Hz dle vztahu (38). Tento posuv musí být kompenzován dodatečnou nulou umístěnou přibližně do rezonanční frekvence. Následně se začne projevovat nula způsobená parazitním sériovým odporem hlavních kondenzátorů, která zastaví pokles zisku a zavede dodatečný fázový posuv $+90^\circ$. Pro nastolení plynule vzrůstajícího útlumu směrem do vyšších frekvencí je vhodné tuto nulu kompenzovat dodatečným pólem. Pro zajištění stability uzavřené smyčky je nezbytné, aby při všech frekvencích, kdy je celkový zisk smyčky vyšší nebo roven 0 dB, nebyla splněna podmínka konstruktivní interference (fázový posuv $0/360^\circ$). Záporná zpětná vazba regulace zavádí fázový posuv -180° , což znamená, že fázový posuv způsobený ostatními částmi smyčky se nesmí s rezervou přiblížit $\pm 180^\circ$ (fázová bezpečnost). V praxi je nezbytné, aby tato rezerva činila minimálně 45° a pro bezzákmitové chování minimálně 60° . Zároveň je žádoucí, aby přechodu přes hranici 0 dB byl plynulý, se sklonem -20 dB/dek a nastával při co nejvyšší frekvenci, avšak maximálně při $1/5$ spínací frekvence měniče [10].

Na základě uvedených požadavků byla zvolena tzv. kompenzace typu III, tvořená třemi rezistory a třemi kondenzátory. Zapojení nabízí kombinaci integrátoru s dvěma nulami a dvěma póly. Dodatečný pól se obvykle umísťuje do přibližně $1/2$ spínací frekvence pro dodatečný útlum. Přenosová funkce G_C tohoto zapojení v kombinaci s ideálním operačním zesilovačem odpovídá vztahu (44). Pro zahrnutí neidealit operačního zesilovače je nutné výslednou přenosovou funkci G_{AMP+C} modelovat dle vztahu (46), jako výsledek uzavřené zpětnovazební smyčky tvořené přenosovou funkcí operačního zesilovače G_{AMP} a převrácenou hodnotou funkce G_C , která uzavírá zpětnou vazbu. Výsledná přenosová funkce G_{OL} otevřené regulační smyčky, se zahrnutím neidealit a kompenzace je vyjádřena ve vztahu (47). Uzavřením smyčky dle vztahu (48) je získána celková přenosová funkce systému G_{CL} .

$$G_C(s) = - \frac{K \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{n1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{n2}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}, kde \quad (44)$$

$$K = \frac{1}{R_{106} \cdot (C_{107} + C_{103})} \quad \omega_{n1} = \frac{1}{R_{103} \cdot C_{107}}$$

$$\omega_{n2} = \frac{1}{C_{111} \cdot (R_{106} + R_{105})} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_{105} \cdot C_{111}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{103} \cdot \frac{C_{107} \cdot C_{103}}{C_{107} + C_{103}}} \approx \frac{1}{R_{103} \cdot C_{103}}$$

$$G_{AMP}(s) = \frac{A_{AMP}}{\frac{s}{\omega_{AMP}} + 1} \quad (45)$$

$$G_{AMP+C}(s) = \frac{G_{AMP}}{1 + G_{AMP} \cdot G_C^{-1}} \quad (46)$$

$$G_{OL}(s) = G_M \cdot G_O \cdot G_{FB} \cdot G_{AMP+C} \quad (47)$$

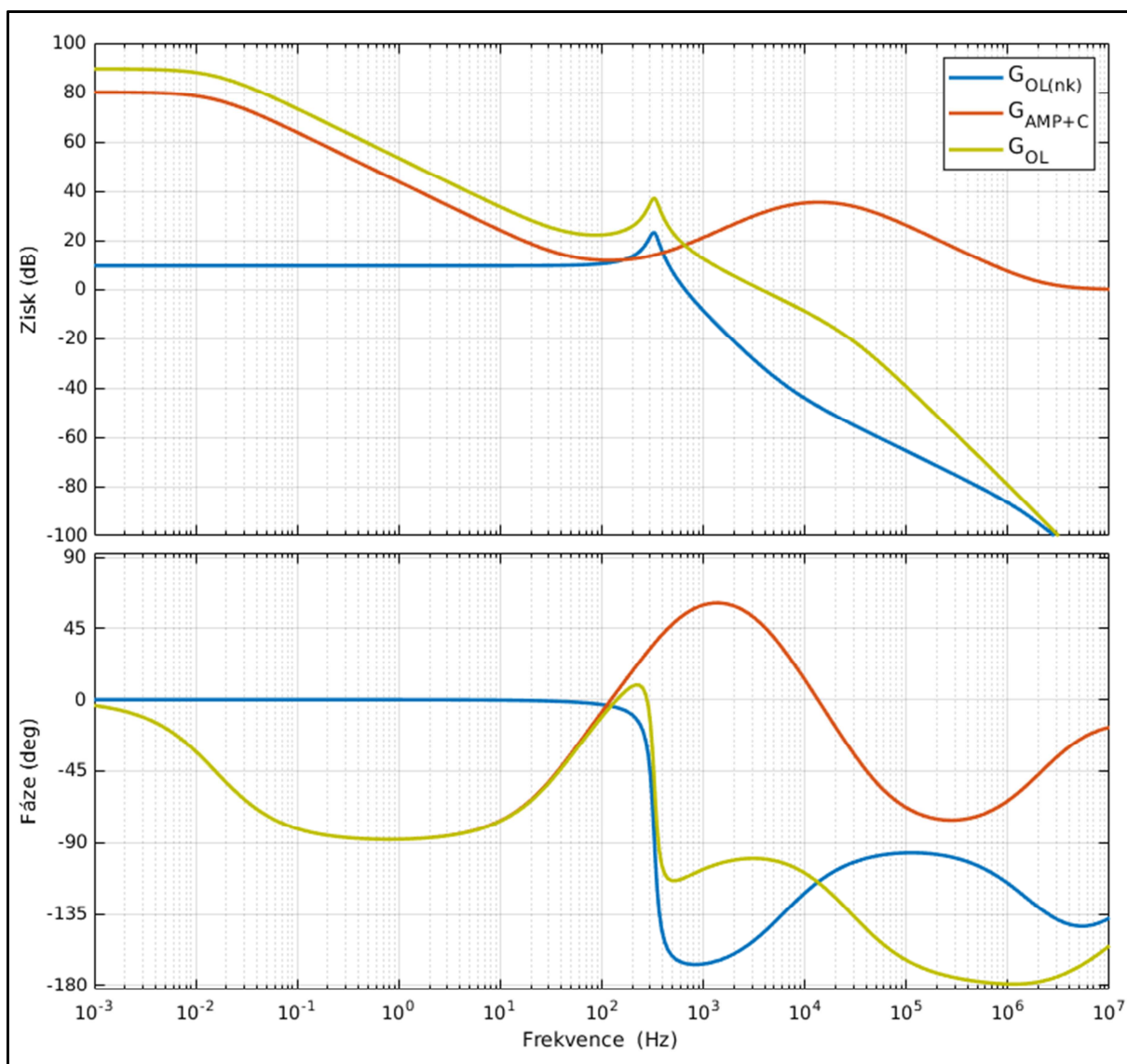
$$G_{CL}(s) = \frac{G_M \cdot G_O \cdot G_{AMP+C}}{1 + G_M \cdot G_O \cdot G_{AMP+C} \cdot G_{FB}} \quad (48)$$

$G_c(s)$...	Přenosová funkce výstupního LC filtru [-]
K	...	Součinitel konstantního zesílení [-]
ω_{n1}	...	Úhlová frekvence první nuly [rad/s]
ω_{n2}	...	Úhlová frekvence druhé nuly [rad/s]
ω_{p1}	...	Úhlová frekvence prvního pólu [rad/s]
ω_{p2}	...	Úhlová frekvence druhého pólu [rad/s]
R_{103}	...	Hodnota rezistoru R_{103} [Ω]
R_{105}	...	Hodnota rezistoru R_{105} [Ω]
R_{106}	...	Hodnota rezistoru R_{106} [Ω]
C_{103}	...	Hodnota kondenzátoru C_{103} [F]
C_{107}	...	Hodnota kondenzátoru C_{107} [F]
$G_{AMP}(s)$...	Přenosová funkce chybového zesilovače [-]
$G_{AMP+C}(s)$...	Společná přenosová funkce chybového zesilovače s kompenzací [-]
A_{AMP}	...	Zesilovací činitel chybového zesilovače (80 dB [14]) [-]
ω_{AMP}	...	Úhlová frekvence pólu chybového zesilovače (10 kHz [14]) [rad/s]

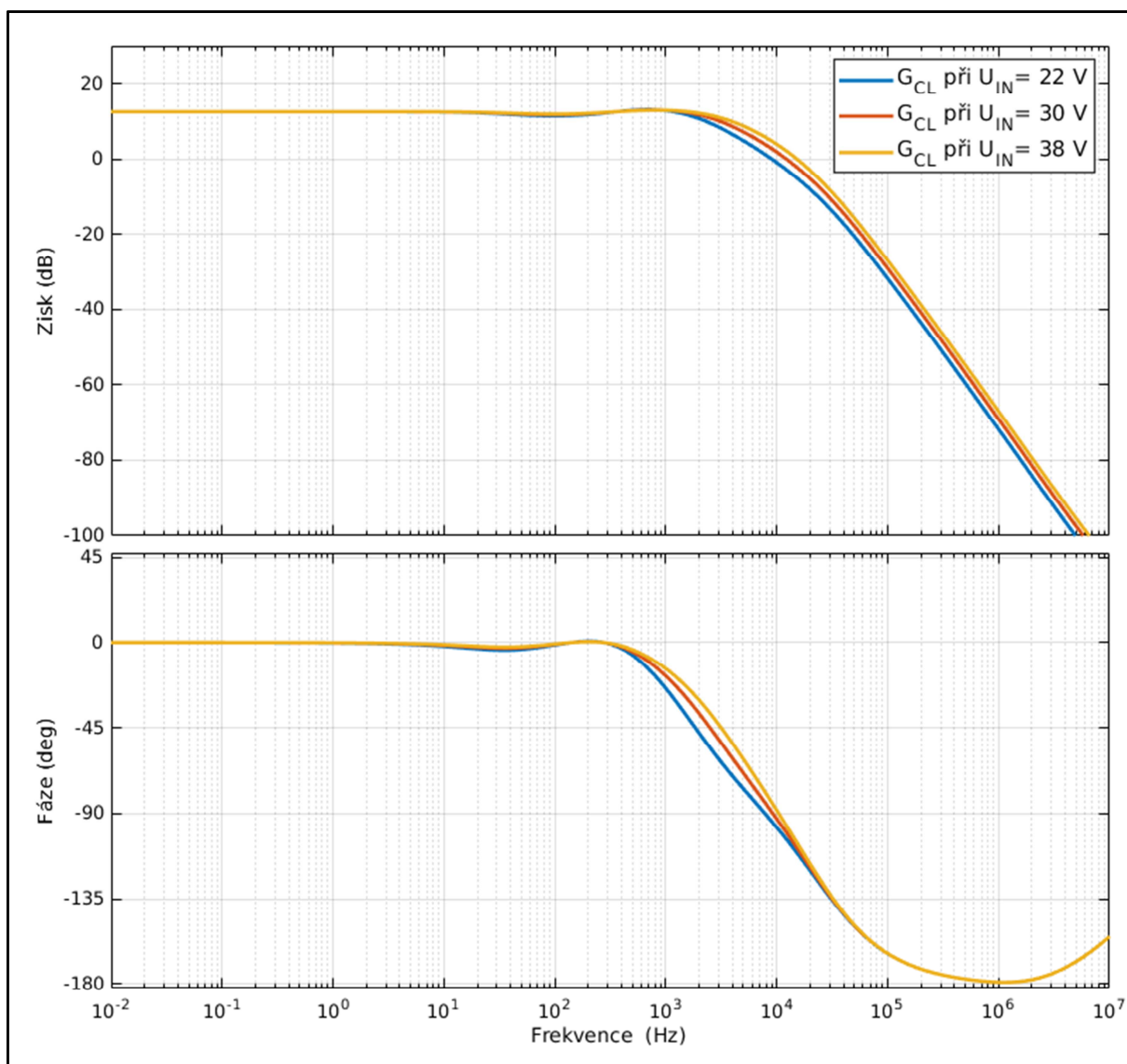
V rámci návrhu kompenzačního obvodu bylo postupně uvažováno devět různých kombinací hodnot součástek. Řešení byla nejdříve navržena teoreticky, na základě analýzy přenosové funkce v programu MATLAB, a následně testována numerickou simulací celého měniče v programu LTSpice. Hodnoty součástek musí splňovat dodatečná kritéria, která nejsou v analýze přenosové funkce zahrnuta. Z datového listu řídicího obvodu IC104 [14] vyplývá, že proud čerpaný ze zpětné vazby chybového zesilovače nesmí za žádných okolností překročit 300 μA . Dále je žádoucí minimalizovat kapacitní zatěžování zpětné vazby, ale zároveň hodnoty rezistorů musí být řádově nižší než vstupní odpor chybového zesilovače ($>1\text{ M}\Omega$). Ze simulací se také ukázalo, že maximální zisk musí být omezen tak, aby při regulačních výkyvech nedocházelo k saturaci výstupu chybového zesilovače, který má dynamický rozsah pouze 0–5 V. Nakonec je také nutné ověřit stabilitu v diskontinuálním režimu. Dosud nejlepší nalezené řešení bylo implementováno a je uvedeno v Tab. 3.2. Frekvenční charakteristiky a odezvy na jednotkový skok jsou vykresleny v grafech Obr. 3.22, Obr. 3.23 a Obr. 3.24.

Tab. 3.2: Implementované řešení kompenzace a předpovídané vlastnosti systému

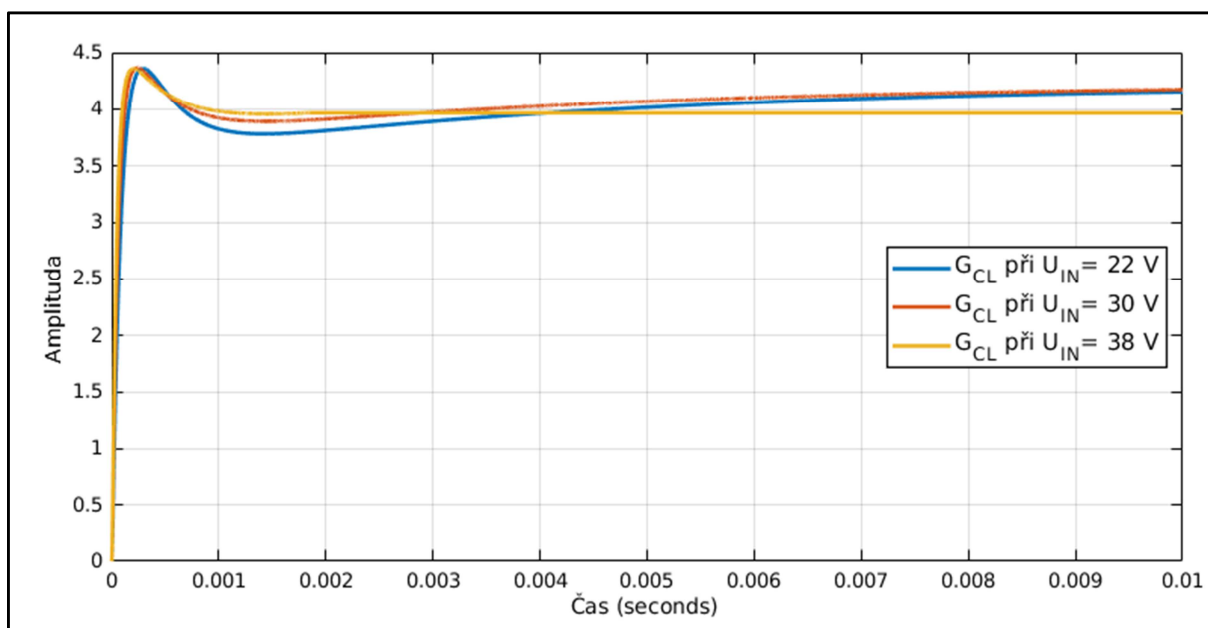
Součástky		Předpovídané vlastnosti při $U_{\text{IN}} = 38\text{ V}$ a $R_z = 50\ \Omega$	
R103	140 k Ω	F_{n1}	76 Hz
R105	2 k Ω	F_{n2}	189 Hz
R106	68 k Ω	F_{p1}	6631 Hz
C103	39 pF	F_{p2}	29225 Hz
C107	15 nF	Fázová bezpečnost	min. 66°
C111	12 nF	Překmit / doba ustálení	max. 3,6 % / 10 ms



Obr. 3.22: Přenosové charakteristiky uzavřeného systému s kompenzací



Obr. 3.23: Přenosové funkce uzavřeného systému s kompenzací



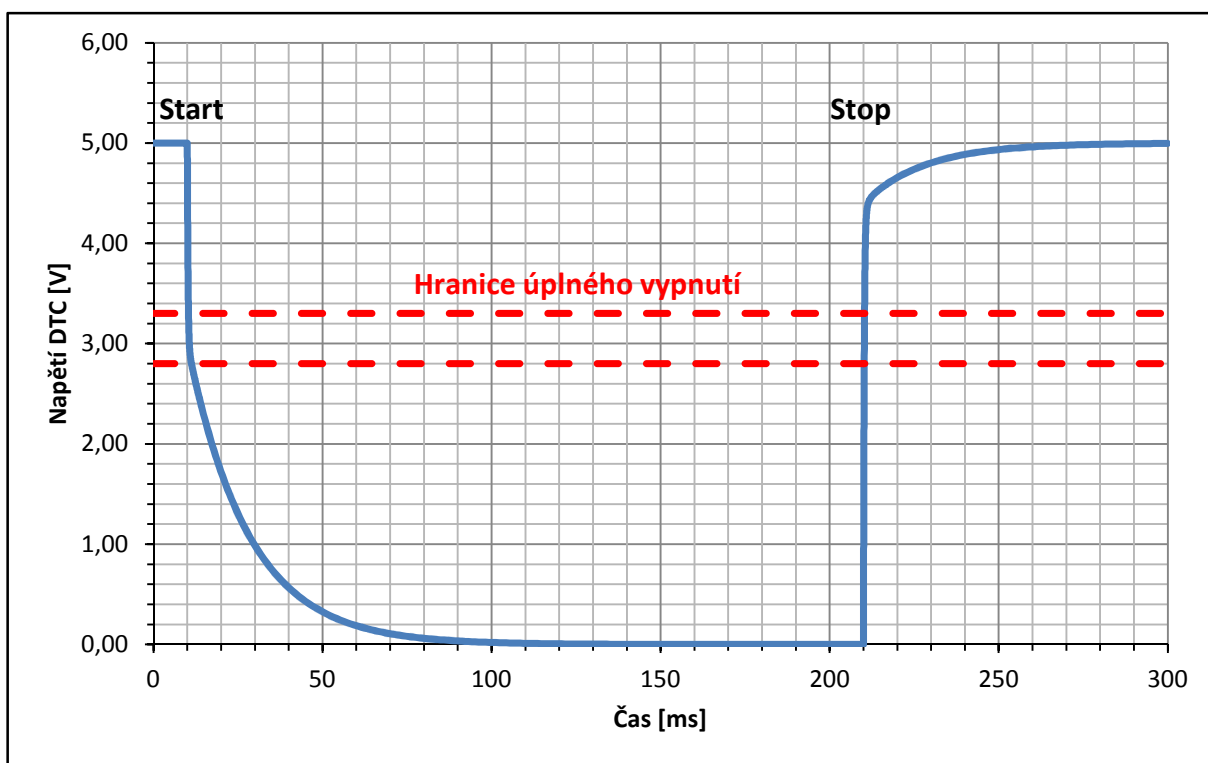
Obr. 3.24: Odezva kompenzovaného systému na jednotkový skok (změna referenčního napětí)

3.2.7 Spouštěcí obvod měniče

Povolení/zakázání funkce měniče je ovládáno TTL signálem z hardwarového mikrokontroléru IC6, který je připojen na vývod č. 4 (Dead-time Control) řídícího obvodu IC104. Napětí vyšší než typicky 2,8 V (maximálně 3,3 V) blokuje činnost měniče. V rozmezí 3,3–0 V dochází k omezení maximální šířky pulzu v rozmezí 0–97 %. Pro dosažení plynulého náběhu a rychlého přechodu z/do pásma blokace prochází TTL signál přes tvarovač. Hodnoty jednotlivých součástek byly vybrány na základě simulací v LTSpice. Nasimulovaný průběh signál povolení/zakázání funkce měniče je zobrazen na Obr. 3.25.

Ve výchozím stavu je měnič blokován, kdy kondenzátor C121 je vybitý a napětí 5 V generované obvodem IC4 na vývodu č. 14 (VREF) je i na ovládacím vstupu Dead-time Control. Při nastavení napětí 0 V na ovládacím výstupu mikrokontroléru IC6 dojde vlivem rozdílu napětí k otevření Zenerovy diody D103 s nominálním napětím 3 V. Tokem proudu přes malý rezistor R116 (2,2 kΩ) dojde k prudkému nabití kondenzátoru C121 a tím i k poklesu napětí na ovládacím vývodu IC4 až na úroveň zavření Zenerovy diody D103. Po celou dobu teče i minoritní proud přes paralelní rezistor R117 s hodnotou 180 kΩ. Ten se však po zavření Zenerovy diody D103 stane jedinou cestou a nadále napětí klesá jen pozvolně až na úroveň 0 V (plynulý náběh měniče). Zenerova dioda D103 umožňuje rychlé překonání pásma blokace činnosti měniče.

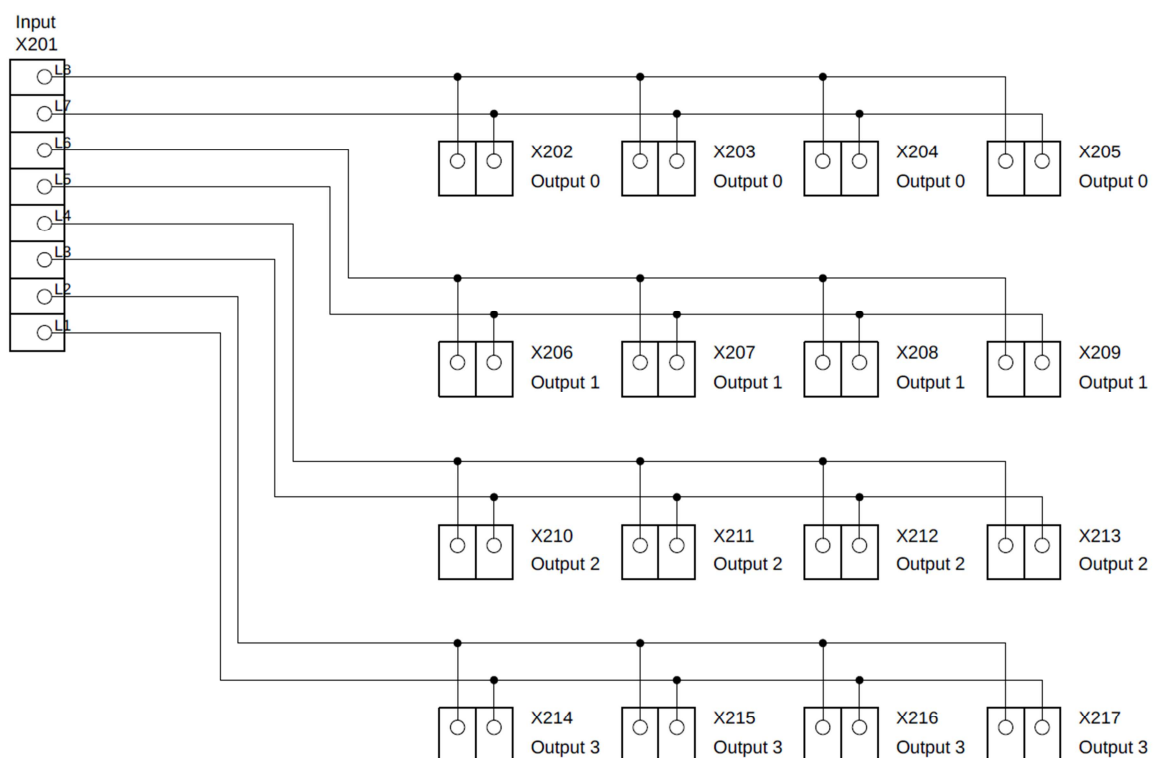
V opačném případě, pro zablokování činnosti měniče, je na výstupu mikrokontroléru IC6 nastavena úroveň 5 V. Přes rezistor R116 a Zenerovu diodu v propustném směru dojde k prakticky okamžité změně napěťové úrovně z 0 V na 5 V vybitím kondenzátoru C122. V případě ztráty galvanického spojení s mikrokontrolérem IC6 nebo přechodu jeho vývodu do plovoucího stavu, dojde k pomalému vybití kondenzátoru přes rezistor R115 hodnotou 180 k Ω .



Obr. 3.25: Nasimulovaný průběh TTL signálu pro povolení/zakázání činnosti měniče

3.3 Výstupní deska

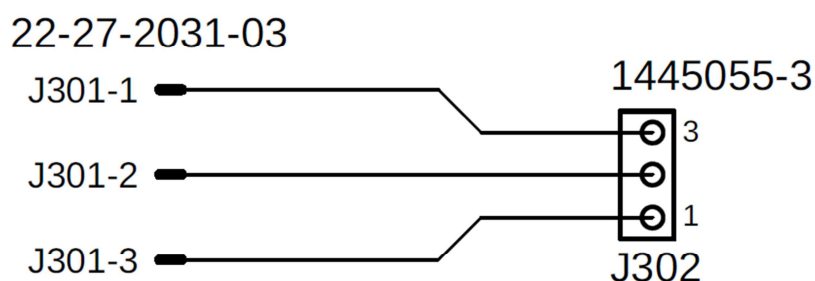
Výstupy z jednotlivých měničů byly vyvedeny na vnějšek přístrojové krabice přes separátní výstupní desku upevněnou na zadním panelu. Ke společnému vstupnímu konektoru X201 výstupní desky, jsou pomocí propojovacího kabelu připojeny výstupy všech měničů. Výstupní deska je určena pro připojení celkově čtyř měničů na dvou modulech. Ze společného vstupního konektoru jsou následně rozvedeny čtyři separátní větve, každá reprezentující výstup jednoho měniče. Pro připojení více zařízení k danému měniči jsou na každé větvi umístěny čtyři výstupní konektory (X202–X217). Přestože celé zařízení pracuje se společnou zemí, na výstupní desce jsou v rámci jednotlivých větví země oddělené. Toto činí výstupní desku univerzální a lze ji využít k rozbočení v jiných aplikacích.



Obr. 3.26: Schéma zapojení výstupní desky

3.4 Redukce konektoru

Pro snadné připojení vnějšího teplotního senzoru, obsahuje zařízení malou redukci konektorů na malé samostatné DPS. Propojení redukce s hlavní deskou je realizováno pomocí standardních 3-pinových konektorů J301 (běžně použité pro připojení PC ventilátorů). V rámci redukce je vytvořen převod na 3-pinový konektor J302 se zámek a krytými kontakty. Samotná DPS je upevněna u stěny zařízení. Toto řešení bylo zvoleno hlavně z důvodu vnitřní prostorové konfigurace zařízení.



Obr. 3.27: Schéma zapojení konektorové redukce

4 Návrh obalu

Pro zařízení byla navržena vlastní přístrojová krabice. Koncept vychází z běžně dostupné čtyřdílné plastové krabice pro elektroniku. Návrh však musel být přizpůsoben, aby krabice svou velikostí obsáhla všechny potřebné komponenty, ale zároveň mohla být vytištěna na 3D tiskárně aditivními metodami FFF/FDM.

4.1 Návrh

Přístrojová krabice se skládá ze čtyř samotných dílů (spodní díl, horní kryt a dvě zasouvací bočnice). Každý z těchto dílů musel být rozdělen na poloviny, aby se vešel na omezenou tiskovou plochu (25 x 21 cm) použité 3D tiskárny Prusa i3 MK3. Příslušné poloviny každého dílu jsou následně spojeny pomocí metrických šroubů M3x8 se zápusťnou hlavou. Pro snadnou montáž a dotažení šroubů jsou v plastu vytvořeny zapuštění pro matice, které brání volné rotaci. Po zasunutí bočnic do spodního dílu a namontování komponent je horní kryt přišroubován ke spodnímu samořeznými šrouby.

3D modely jednotlivých částí přístrojové krabice byly vytvořeny v CAD systému SolidWorks. Celá přístrojová krabice byla navržena s ohledem na jednoduchost složení a snadný tisk. U modelu bylo dbáno na minimální využití tiskových podpěr a hrany byly ošetřeny pomocí zkosení pod úhlem 45° namísto zakulacení. Zakulacení bývá problematické, protože v určitých bodech zakřivení je úhel převyšuje vyšší než 45° a okrajové linky nejsou dostatečně vázány a ohýbají se pod vlivem gravitace. Výsledkem by byly nevzhledné a deformované okraje. Použití podpěr situaci neřeší, protože rozhraní mezi podpěrrou a výrobkem samo produkuje nevzhledný povrch. Každý navržený díl má jednu ze svých ploch rovnou pro snadný tisk a dobrou přilnavost k tiskové podložce.

Důležitým aspektem návrhu je také chlazení zařízení. Umístění ventilátoru a větracích otvorů bylo navrženo pro optimální proudění vzduchu skrze celé zařízení. Ventilátor v levé zadní části fouká vzduch směrem k přednímu panelu. Dále pokračuje vpravo a poté opět k zadní části, kde v horním krytu je větrací mřížka. Tudy odchází teplý vzduch. V cestě proudění vzduchu jsou umístěny chladiče výkonových součástek. Proudění vzduchu také napomáhá spínaný ventilátor v hlavním napájecím zdroji, který vynucuje dodatečnou vnitřní recirkulaci. Ve spodním dílu jsou také menší větrací otvory, které zlepšují chlazení teplotně namáhaných měřících rezistorů. Tyto otvory také slouží pro samovolné nasávání vzduchu konvekci v situacích, kdy ventilátor neběží.

Přístrojová krabice je primárně realizována s počítačovým ventilátorem o velikosti 40 x 40 mm. V případě potřeby silnějšího chlazení lze tento ventilátor jednoduše vyměnit za větší (60 x 60 mm nebo 80 x 80 mm). Protože se zadní panel skládá ze dvou částí, je možné levou část, kde je připevněn ventilátor, jednoduše vyměnit za verzi s větším otvorem.

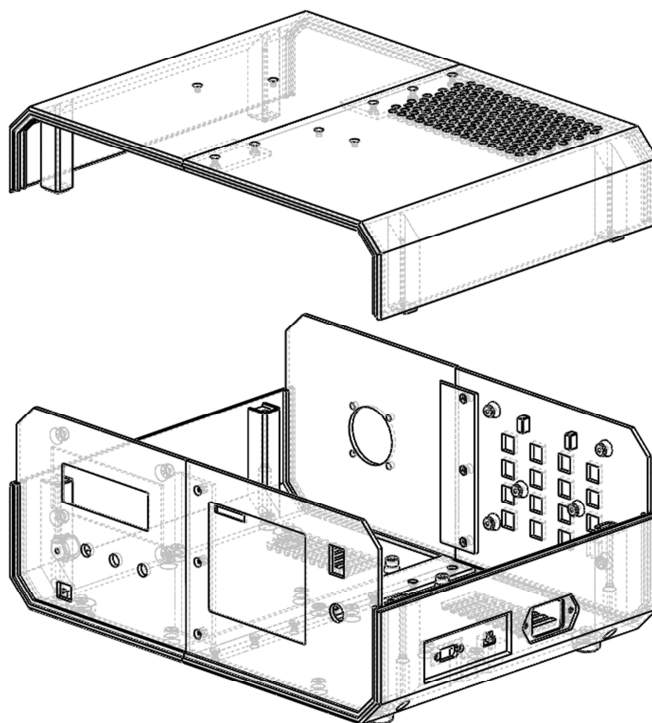
4.2 Popis dílů

Na předním panelu přístrojové krabice (přední bočnici) jsou umístěny všechny ovládací a indikační prvky zařízení. V levé části jsou umístěny otvory pro montáž LED objímek a výřezy pro LCD displej a konektor USB. Na uchycení displeje jsou na vnitřní straně umístěné sloupky pro samořezné šrouby. Součástí panelu je z vnitřní strany i držák pro piezoměnič. V pravé části panelu jsou montážní otvory pro hlavní vypínač a tlačítko pro spínání výstupů. Dále je zde zapuštění pro samolepící membránovou klávesnici.

V levé straně zadního panelu je otvor pro upevnění ventilátoru. Šrouby, kterými je uchycen, zároveň z venku drží kovovou ochranou mřížku. V pravé straně zadního panelu jsou otvory, skrze které jsou vystrčeny konektory výstupní desky. Výstupní deska je též uchycena k zadnímu panelu pomocí samořezných šroubů do plastových sloupků.

Ke spodnímu dílu se přichycuje hlavní deska a desky výstupních modulů stejným způsobem jako displej a výstupní deska na panelech. Na pravé straně jsou montážní otvory s úchyty pro konektory napájení. Společně je zde otvor pro konektor vnějšího teplotního senzoru, který je na samostatné DPS s redukcí. Pro přišroubování samotné DPS s konektorovou redukcí jsou pod otvorem dva sloupky. Pro lepší chlazení měřících rezistorů na modulech jsou pod nimi umístěny větrací otvory. Také lze ke spodnímu dílu na určených místech přišroubovat protiskluzové gumové nožičky.

Zevnitř na horní kryt se přichycuje komerční zdroj MEAN WELL SP-240-30 [32], který slouží k napájení zařízení. V pravé zadní části horního krytu (na opačné straně než je ventilátor) je hlavní větrací otvor.



Obrázek 4.1: Model navržené přístrojové krabice

4.3 Tisk a volba materiálu

Asi nejvhodnější plast pro výrobu přístrojové krabice obsahující elektroniku je ABS (akrylonitril-butadien-styren). Tento polymer je velice houževnatý, tvrdý a chemicky odolný. Navíc má poměrně vysokou teplotu skelného přechodu (105–115 °C) – jedna z nejvyšších pro tisknutelné materiály. Díky tomu je vhodný pro obaly zařízení, která produkují teplo. Plastové obaly většiny domácích spotřebičů jsou vyráběny právě z ABS.

ABS je jeden z hlavních a nejlevnějších materiálů, které jsou dostupné jako filament do 3D tiskáren. Značná nevýhoda ABS je jeho vysoká teplotní roztažnost, která se při tisku téměř vždy viditelně projevuje. Tisk velkých a objemných dílů je díky kroucení a nepřilnavosti k tiskové podložce velmi problematický. I malé výrobky obsahují značné vnitřní pnutí, které se uvolní při zahřívání do oblasti teplot skelného přechodu. U výrobků je také obtížné dosáhnout dobré přilnavosti vrstev a s tím spojené isotropie materiálu. Tyto problémy lze eliminovat pouze metodami vstřikování nebo lisování, kdy je výrobek temperován souběžně v celém objemu.

Z těchto důvodů byl pro tisk zvolen materiál PETG (polyetylen-tereftalát modifikovaný glykolem). Tento polymer představuje kompromis mezi ABS a snadno tisknutelnými polymery jako je PLA (polymlečná kyselina), které však jsou naprosto nevhodné pro elektroniku. Materiál je měkčí, pružnější a vykazuje skelný přechod při teplotách 85–90 °C. Vzhledem k využití samořezných šroubů je pružnost spíše výhodou. Přestože jsou jednotlivé díly poměrně ohebné, po sešroubování je výsledná skořepina dostatečně pevná. Přilnavost vrstev je u tohoto materiálu jedna z nejlepších a teplotní roztažnost je tak malá, že ji lze pozorovat pouze u velkoobjemových kusů. Na trhu jsou dostupné i pokročilejší materiály, například samozhášivé PETG od firmy Plasty Mladeč s.r.o. (FR-jet). Tyto materiály nebyly využity z důvodu jejich vysoké ceny (minimálně dvakrát dražší) a malého výběru barev.

5 Realizace DPS

Schéma zapojení, ze kterého se vycházelo, a samotné desky plošných spojů byly navrženy v programu Eagle. Kromě dnes již běžných SMD součástek jsou v návrhu přítomné i starší vývodové (drátové) součástky, a to hlavně u výkonových částí zapojení, kde vývody plní i úlohu silného prokovení. SMD součástky jsou naopak pro lepší vlastnosti použity v logických a signálních obvodech, které jsou citlivé na parazitní jevy. Celý návrh byl uskutečněn pro pohodlnost kompletního ručního osazení a z tohoto důvodu byly použity vesměs SMD součástky s většími pouzdry. Rozestupy jednotlivých součástek jsou také větší, než je běžné u průmyslových DPS, které jsou projektovány pro co největší efektivitu (maximalizace využití plochy, minimalizace velikosti DPS a automatické osazení).

Větší rozměry desek jsou ovlivněny i výkonovým dimenzováním zařízení, kdy bylo potřeba vytvořit dostatečně silné spoje a deska plní i úlohu chladiče. Naopak pro minimalizaci ceny byl návrh uskutečněn pro standardní dvouvrstvou DPS. Společná zem zařízení byla realizována vylitím celé desky v obou vrstvách, které jsou, pro rozbití proudových smyček, ve strategických místech provázány prokovy. Na hlavní desce byla ve vylití vytvořena drážka pro oddělení výkonové země od signální a minimalizaci interference výkonové části s citlivými logickými obvody.

Výroba všech DPS dle návrhů byla objednána a uskutečněna u firmy ALLPCB. Všechny desky byly vyrobeny z materiálu FR-4 a se zvýšenou tloušťkou mědi 70 μm (2 oz). Hlavní a modulová deska spadají do konstrukční třídy 5. DPS byly osazeny kombinací horkovzdušné a hrotové techniky pájení.

6 Návrh a výroba cívek

S výjimkou dvou malých $10\mu\text{H}$ cívek u filtrace napájení hardwarového mikrokontroléru IC6, obsahuje zařízení velké výkonové cívky na toroidních jádrech s distribuovanou vzduchovou mezerou, které slouží jako hlavní pracovní indukčnosti ve spínaných měničích. Potřebné velikosti jednotlivých indukčností byly spočítány v předchozích kapitolách 3.1.3 Nabíjecí měnič, 3.1.4 Interní napájení a 3.2.4 Výstupní měnič. Nyní je třeba zvolit materiál a velikost jader tak, aby s potřebným počtem závitů a maximálním výstupním proudem nedocházelo k nadměrné saturaci.

6.1.1 Postup návrhu

Pro návrh cívky je třeba určit potřebný počet závitů a zvolit dostatečnou velikost jádra. Počet závitů lze vypočítat dle vztahu (49) využitím součinitele indukčnosti A_L (závislé na vlastnostech jádra) a hodnoty požadované indukčnosti L_p . Následně je vypočítána magnetizující síla H v cívce při maximálním uvažovaném proudu I_{\max} dle vztahu (50) převzatého z datových listů [32][33]. Z příslušného grafu v odpovídajících datových listech [32][33] je poté graficky odečtena relativní zbytková permeabilita jádra μ_i . Vzhledem k tomu, že indukčnost cívky je přímo úměrná permeabilitě jádra, představuje tato hodnota zachovaný podíl z původní indukčnosti L_p . Na konec je nutné ověřit, zda zachovalá indukčnost L_{\max} je dostatečná pro činnost měniče v kontinuálním režimu při maximálním proudu. Ověření je provedeno za pomoci vztahu (51), vycházejícího ze vztahu (14) pro výpočet minimální indukčnosti. Vyjádřením minimálního proudu pro zachování kontinuálního režimu měniče a dosazením zachovalé indukčnosti lze vypočítat zvlnění proudu cívky. Pro zjednodušení byl ve vztahu (51) zanedbán malý člen úbytku napětí na spínacím tranzistoru. Zvlnění proudu cívky je zodpovědné za ztráty spojené se skin efektem, magnetické ztráty v jádře cívky a elektromagnetické záření. Zvlnění se také přímo promítá do kvality výstupního proudu a je žádoucí, aby ve stavu vysokého zatížení zvlnění tvořilo pouze malou část celkového výstupního proudu. Toto kritérium není v případě nabíjecího měniče tak přísné.

Přehled všech potřebných hodnot a vypočítaných vlastností cívek je uveden v Tab. 6.1. Označení cívek v tabulce odpovídá schématu zapojení (L1 – cívka nabíjecího měniče, L2 – cívka měniče pro interní napájení, L101 a L102 – cívky výstupních měničů na modulu).

$$N = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} [-] \quad (49)$$

N	...	Počet závitů [-]
L_p	...	Požadovaná indukčnost cívky [H]
A_L	...	Součinitel indukčnosti [nH/N ²]

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_c}{L_e} [\text{Oe}] \quad (50)$$

H	...	DC magnetizující síla [Oe]
N	...	Počet závitů [-]
I_c	...	DC proud cívkou [A]
L_e	...	Efektivní délka magnetické cesty [cm]

$$\Delta I = \frac{U_{in(max)} - U_{out}}{2 \cdot L_{I_{max}}} \cdot t_{on} [A] \quad (51)$$

ΔI	...	Zvlnění proudu cívkou (hranice diskontinuálního režimu) [A]
$U_{in(max)}$...	Maximální vstupní napětí [V]
U_{out}	...	Výstupní napětí pro nejhorší situaci [V]
$L_{I_{max}}$...	Zachovaná indukčnost při maximálním proudu [A]
t_{on}	...	Doba sepnutí [μs]

Tab. 6.1: Vypočítané parametry cívek

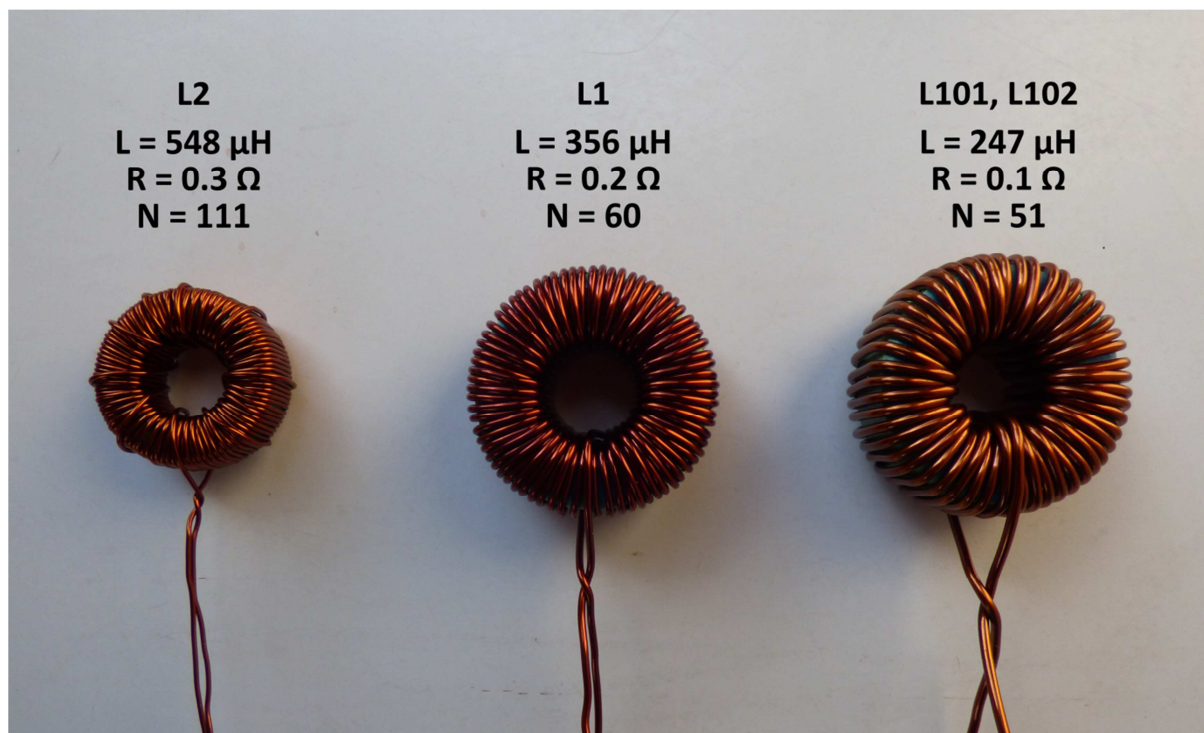
	L1	L2	L101, L102
L_p [μH]	350	520	250
I_{max} [A]	4	1	6
Typ jádra	T106-52	T80-52	T106-52
A_L [nH/N ²]	95	42	95
L_e [cm]	6,49	5,14	6,49
N [-]	60	111	51
$H_{I_{max}}$ [Oe]	46,47	27,14	59,25
μ_i [%]	64,75	83,17	54,01
$L_{I_{max}}$ [μH]	226,61	432,48	135,03
ΔI [A]	0,34	-	0,48

6.1.2 Výroba cívek

Jednotlivé cívky byly ručně navinuty na základě provedených výpočtů. Pro cívky v nabíjecím měniči a výstupních měničích bylo použito feritové jádro od výrobce Micrometals s označením T106-52. Vinutí bylo realizováno smaltovaným měděným drátem o průměru vodiče 1,1 mm. Cívka u měniče pro interní napájení byla navinuta tenčím smaltovaným drátem o průměru vodiče 0,5 mm na menší jádro s označením T80-52. Číslo 52 určuje materiál, ze kterého je feritové jádro vyrobeno. Tato jádra (zelená/modrá) jsou použitelná přibližně do frekvence 100 kHz [32][33], a vyhovují tak použití v navrhovaných měničích (nejvyšší použitá frekvence je 77,8 kHz). Následně byly základní vlastnosti jednotlivých cívek ověřeny měřením. Měření bylo provedeno RLC multimetrem s omezenou přesností a dá se předpokládat, že hodnoty odporů cívek budou menší. Změřené hodnoty jsou uvedené v Tab. 6.2.

Tab. 6.2: Změřené parametry navinutých cívek

	L1	L2	L101, L102
$L_{\text{měř}} [\mu\text{H}]$	356	548	247
$R_{\text{měř}} [\Omega]$	0,2	0,3	0,1
$N_{\text{nav}} [-]$	60	111	51



Obr. 6.1: Jednotlivé navinuté cívky

7 Termální zatížení komponent

Výkonové součástky jako jsou spínací MOSFET tranzistory a pracovní diody měničů jsou i tepelně namáhány a při překročení provozních teplot by mohlo dojít k jejich poškození. Z těchto důvodů jsou v návrhu DPS odpovídající součástky umístěny blízko sebe a připevněny ke společným hliníkovým chladičům. V rámci optimálního chlazení daných součástek je třeba chladič správně dimenzovat na základě jejich ztrátových výkonů.

7.1.1 Obecný postup výpočtu

Termální analýzu provádíme za předpokladu ustáleného toku tepla ze součástek přes chladič do okolního vzduchu. Celkový ztrátový výkon P_z na součástkách musí chladič opustit do okolí přes jeho tepelný odpor $R_{\theta CH}$. Dle vztahu (55) je vypočítáno oteplení ΔT_c oproti teplotě okolního vzduchu $T_{okolí}$. Z předpokládané maximální vnitřní teploty vzduchu 45 °C získáme dle vztahu (56) maximální teplotu chladiče T_c . Následně je pro každou jednotlivou součástku vypočítán rozdíl teploty mezi chladičem a vnitřní strukturou součástky, na základě tepelného odporu R_{θ} použitých teplovodivých podložek, tepelného odporu samotné součástky a ztrátového výkonu na součástce. Součet teploty chladiče a rozdílu teplot mezi součástkou a chladičem poskytuje výslednou teplotu uvnitř součástky T_j . Tato hodnota musí s rezervou splňovat limity pracovních teplot jednotlivých součástek.

Při vysokých teplotách napomáhá odvodu tepla z chladičů proudění vzduchu, zajištěné ventilátorem řízeným na základě teploty monitorované teplotními senzory na jednotlivých chladičích. Proudění vzduchu způsobuje snížení jejich tepelných odporů $R_{\theta CH}$.

$$P_z = U_f \cdot I_{max} [W] \quad (52)$$

$$P_z = R_{DS} \cdot I_{max}^2 \cdot D_{min} [W] \quad (53)$$

$$P_z = U_f \cdot I_{max} \cdot (1 - D_{min}) [W] \quad (54)$$

$$\Delta T_c = P_{z(celkový)} \cdot R_{\theta CH} [^{\circ}C] \quad (55)$$

$$T_c = T_{okolí} + \Delta T_c [^{\circ}C] \quad (56)$$

$$T_j = T_c + P_z \cdot (R_{\theta J} + R_{\theta P}) [^{\circ}C] \quad (57)$$

P_z	...	<i>Ztrátový výkon jednotlivých součástek [W]</i>
U_f	...	<i>Úbytek napětí na diodě [V]</i>
I_{max}	...	<i>Maximální proud součástkou [A]</i>
R_{DS}	...	<i>Odpor sepnutého MOSFET tranzistoru [Ω]</i>
D_{min}	...	<i>Minimální střída měniče [-]</i>
ΔT_c	...	<i>Oteplení chladiče [$^{\circ}\text{C}$]</i>
$P_{z(\text{celkový})}$...	<i>Součet všech ztrátových výkonů na chladiči [W]</i>
$R_{\vartheta CH}$...	<i>Tepelný odpor chladiče [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]</i>
T_c	...	<i>Maximální teplota chladiče [$^{\circ}\text{C}$]</i>
$T_{okolí}$...	<i>Teplota okolního vzduchu [$^{\circ}\text{C}$]</i>
T_j	...	<i>Teplota vnitřní struktury součástek [$^{\circ}\text{C}$]</i>
$R_{\vartheta J}$...	<i>Tepelný odpor součástky [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]</i>
$R_{\vartheta p}$...	<i>Tepelný odpor teplovodivé podložky [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]</i>

7.1.2 Hlavní deska

U hlavní desky jsou tepelně nejvíc namáhané součástky ve výkonové části u vstupních obvodů. Jedná se o vstupní diodu D6, zálohovací diodu D11, spínací MOSFET tranzistor nabíjecího měniče Q3 a pracovní diodu nabíjecího měniče D10. Tyto součástky jsou umístěny na společném chladiči od firmy Ohmite s výrobním označením CR301-50VE. Chladič je určen přímo pro pouzdra součástek TO-220 a poskytuje dobrou prostorovou konfiguraci. Součástky byly upevněny po obou stranách přes teplovodivou podložku pro optimální přenos tepla. Zároveň teplovodivá podložka poskytuje elektrickou izolaci součástek, které jsou na rozdílných potenciálech.

Situace s největším zatížením nastává, když je zařízení napájeno ze zdroje a zároveň je dobíjena baterie (aktivní D6, D10 a Q3). Pro vstupní diodu je ztrátový výkon spočítán standardním způsobem podle vztahu (52). U spínacího tranzistoru Q3 a pracovní diody D10 nabíjecího měniče je však třeba vzít v potaz aktuální střídu spínání, ovlivňující aktivní dobu obou součástek. Nejnáročnější stav tak vzniká při malé střídě, která nastává při nabíjení plně vybité baterie (22 V) z nejvyššího možného napájecího napětí (38 V). Ztrátový výkon na tranzistoru Q3 je tedy vypočítán dle vztahu (53) a na pracovní diodě D10 dle vztahu (54) ($D = 0,58$). S využitím vztahů (55), (56) a (57) byly pro tuto situaci vypočítány další potřebné údaje včetně teploty jednotlivých součástek v ustáleném stavu. Ve výpočtech je uvažováno maximální zatížení s největšími povolenými proudy. Vypočítané hodnoty a údaje součástek jsou uvedeny v Tab. 7.1. Z výsledků vyplývá, že při volné konvekci tepla z chladiče do okolního prostoru nepřekračují teploty jednotlivých součástek jejich limity. Při zvýšení proudění vzduchu uvnitř zařízení dojde k dalšímu snížení teplot součástek.

Zvýšené chlazení v podobě samostatných přídavných chladičů vyžadují i lineární regulátory a spínaný měnič realizující interní napájení. Pro tento účel byly využity samostatné malé chladiče určené pro součástky s pouzdem TO-220. Při volné konvekci tepla do okolí se tepelný odpor těchto chladičů běžně pohybuje v rozmezí 20–25 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. U

lineárního regulátoru IC2 byl pro snížení tepelného odporu a zlepšení chlazení přidán ještě jeden menší chladič stejného typu (celkově použity dva).

U spínaného měniče IC1 lze přibližný ztrátový výkon vypočítat pomocí vztahu (58), převzatého z datového listu [28]. Jak je patrné ze zmíněného vztahu, ztrátový výkon je hlavně závislý na výstupním proudu a střídě měniče. Největší zatížení tedy nastává při nejnižším vstupním napětí (22 V), nejvyšším výstupním napětí (12 V) ($D = 0,54$) a maximálním výstupním proudu, který byl odhadem nadhodnocen na 1 A. Ve vztahu figurují i klidový proud a saturační napětí, jejichž hodnoty lze odečíst z grafu č. 11 a grafu č. 8 v odpovídajícím datovém listu [28].

Lineární regulátor IC2, který na hlavní desce zajišťuje napájení ostatních komponent, je nejvíce zatížený, když je interní měnič IC1 nastaven na 12 V. Maximální výstupní proud byl s rezervou odhadnut na 400 mA. Ztrátový výkon na regulátoru IC1 lze vypočítat z daného rozdílu napětí a výstupního proudu dle vztahu (59).

U separátního lineárního regulátoru IC3 pro napájení ventilátoru je situace podobná, kde se liší pouze výstupní proud. Pro výpočet byla zvolena hodnota 200 mA, která reprezentuje nadhodnocený maximální odběr, kdy i větší než uvažované počítačové ventilátory mají odběr typicky do 150 mA. Potřebný údaj o ztrátovém výkonu lze opět vypočítat dle vztahu (59).

$$P_z = U_{in} \cdot I_Q + D \cdot I_{out(max)} \cdot U_{sat} [W] \quad (58)$$

$$P_z = (U_{in(max)} - U_{out(min)}) \cdot I_{out(max)} [W] \quad (59)$$

P_z	...	<i>Ztrátový výkon jednotlivých součástí [W]</i>
$U_{in(max)}$...	<i>Maximální vstupní napětí [V]</i>
I_Q	...	<i>Klidový proud spínaného měniče IC1 [A]</i>
D	...	<i>Střída měniče [-]</i>
U_{sat}	...	<i>Saturační napětí vnitřního spínač měniče IC1 [V]</i>
$I_{out(max)}$...	<i>Maximální výstupní proud [A]</i>
$U_{out(min)}$...	<i>Minimální výstupní napětí [V]</i>

Teploty měniče IC1 a jednotlivých regulátorů IC2 a IC3 byly opět postupně dopočítány pomocí vztahů (55),(56) a (57). Výsledné hodnoty, s ostatními zadanými a vyčtenými údaji, jsou uvedeny v Tab. 7.2.

Tab. 7.1: Zadané a vypočítané hodnoty pro součástky na společném chladiči (hlavní deska)

	D6 MBR2060	D10 MBR1054	D11 MBR2060	Q3 IRF9Z34N	Společný chladič
Teplotní rozsah [°C]	-65 až +150	-65 až +150	-65 až +150	-55 až +175	-
R_{DS} [Ω]	-	-	-	0,1	-
U_f [V]	0,8	0,7	0,8		-
R_{ΘJC} [°C/W]	2,00	2,00	2,00	2,20	-
R_{ΘP} [°C/W]	0,67	0,67	0,67	0,67	-
I_{max} [A]	10	4	0	4	-
P_z [W]	8,00	1,18	0,00	0,93	-
P_{z(celkový)} [W]	-	-	-	-	10,11
R_{ΘCH} [°C/W]	-	-	-	-	5,70
ΔT_c [°C]	-	-	-	-	57,60
T_c [°C]	-	-	-	-	102,60
T_J-T_c [°C]	21,33	3,14	0,00	2,66	-
T_J [°C]	123,93	105,74	102,60	105,26	-

Tab. 7.2: Zadané a vypočítané hodnoty pro IC1, IC2 a IC3

	IC1 LM2576T-ADJ	IC2 L7805	IC3 L7805
Teplotní rozsah [°C]	-40 až +125	-40 až +125	-40 až +125
U_{in(max)} [V]	22	12	12
U_{out(min)} [V]	12	5	5
I_{out(max)} [A]	1,00	0,40	0,20
R_{ΘJC} [°C/W]	2,00	5,00	5,00
R_{ΘP} [°C/W]	0,67	0,67	0,67
I_Q [A]	0,0120	-	-
U_{sat} [V]	0,95	-	-
P_z [W]	0,78	2,80	1,40
R_{ΘCH} [°C/W]	22,00	12,50	22,00
ΔT_c [°C]	17,21	35,00	30,80
T_c [°C]	62,21	80,00	75,80
T_J-T_c [°C]	14,93	15,87	7,93
T_J [°C]	64,29	95,87	83,73

7.1.3 Modul

Na modulu s dvěma spínanými snižujícími měniči jsou tepelně zatíženy jejich hlavní spínací MOSFET tranzistory (Q103, Q104) a pracovní diody (D107, D108). Oba měniče mají pro tyto součástky společný chladič CR301-50VE, podobně jak je tomu na hlavní desce. Největší zatížení součástek a s tím spojená generace tepla teoreticky nastává, když přes oba měniče prochází maximální navrhovaný proud 6 A a maximální vstupní napětí 38 V je snižováno na nejnižší výstupní napětí 3 V. Při tomto poměru snížení napětí nastává nejmenší střída spínání ($D = 0,079$) a na pracovních diodách měničů, které jsou většinu spínací periody v propustném stavu, vzniká největší dominantní ztrátový výkon. Tím dochází i k významnému tepelnému ovlivnění tranzistorů. Postup výpočtů je obdobný jako v předchozích případech dle vztahů (52),(53),(54),(55),(56) a (57). Všechny hodnoty věnující se součástkám na modulu jsou shrnuté v Tab. 7.3.

Tab. 7.3: Zadané a vypočítané hodnoty pro součástky na společném chladiči (modul)

	D107 MBR1054	D108 MBR1054	Q103 IRF9Z34N	Q104 IRF9Z34N	Společný chladič
Teplotní rozsah [°C]	-65 až +150	-65 až +150	-55 až +175	-55 až +175	-
R_{ds} [Ω]	-	-	0,1	0,1	-
U_f [V]	0,70	0,70	-	-	-
R_{ΘJC} [°C/W]	2,00	2,00	2,20	2,20	-
R_{ΘP} [°C/W]	0,67	0,67	0,67	0,67	-
I_{max} [A]	6	6	6	6	-
P_z [W]	3,87	3,87	0,28	0,28	-
P_z(celkový) [W]	-	-	-	-	8,31
R_{ΘCh} [°C/W]	-	-	-	-	5,70
ΔT_c [°C]	-	-	-	-	47,34
T_c [°C]	-	-	-	-	92,34
T_j-T_c [°C]	10,32	10,32	0,81	0,81	-
T_j [°C]	102,66	102,66	93,15	93,15	-

8 Software

Vývoj softwaru pro mikrokontroléry obsažené v zařízení není pro velký rozsah projektu a jeho kontinuální vývoj součástí této práce. Hlavní úkolem této práce byla tvorba celkové koncepce hardwarového řešení, prověření funkčnosti konceptu, zhotovení výrobku, otestování vlastností vytvořeného hardwaru, aniž by byla situace komplikována interakcemi softwaru s hardwarem. Výsledné poznatky jsou důležitými vstupními informacemi pro implementaci softwaru. Předpokládá se, že vývoj softwaru bude nadále pokračovat alespoň po dobu několika měsíců, kdy budou postupně testovány složitější softwarové postupy řízení, kompenzace neidealit a celková provázanost a komplexnost systému výrazně poroste. Vzhledem k tomu, že zařízení je od začátku koncipováno jako obecná modulární platforma, není konec vývoje softwaru přesně definovatelný. Vývoj bude probíhat v repozitáři na serveru GitHub.

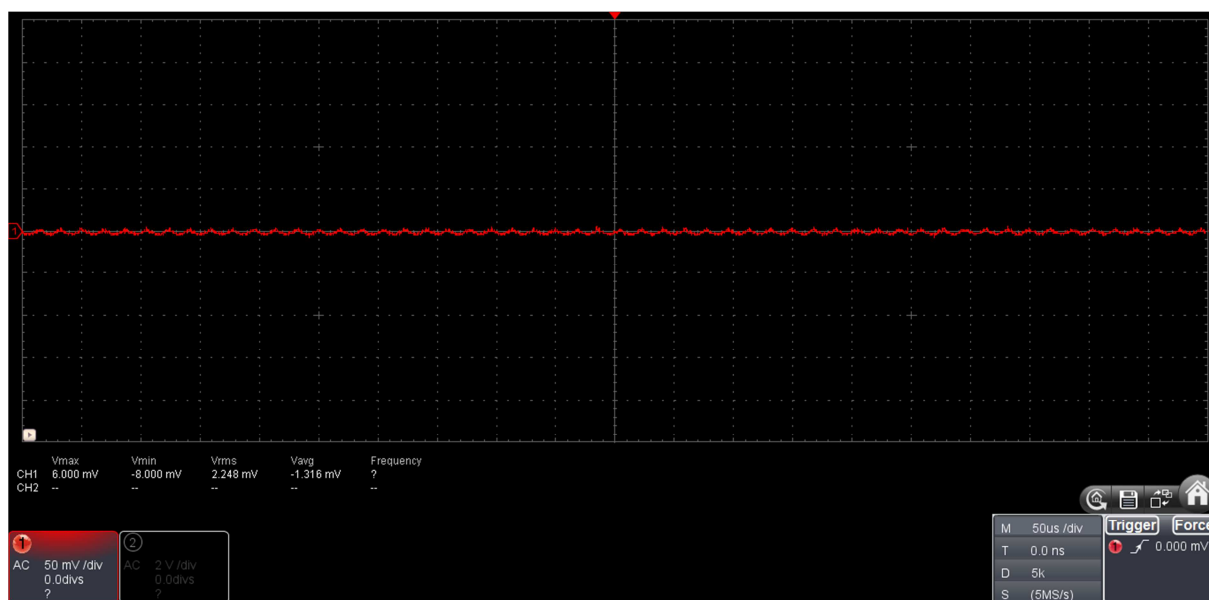
Odkaz na repozitář: <https://github.com/kejdaCZ/EasyDC>

Software je psán v kombinaci jazyků C a C++, s využitím svobodně šiřitelných komponent z projektu Arduino, v kombinaci s minimalistickým přepínačem kontextu ChibiOS/NIL. Komponenty z projektu Arduino musely být modifikovány pro činnost ve vícevláknovém režimu. Pro dosažení minimální latence a maximální spolehlivosti je systém primárně ovládán pomocí událostí a přerušení v kombinaci s časovými limity pro dokončení operací. Funkce zařízení jsou pro vyšší bezpečnost kompartmentalizovány použitím dvou oddělených mikrokontrolérů.

9 Měření a testování

9.1 Hlavní deska

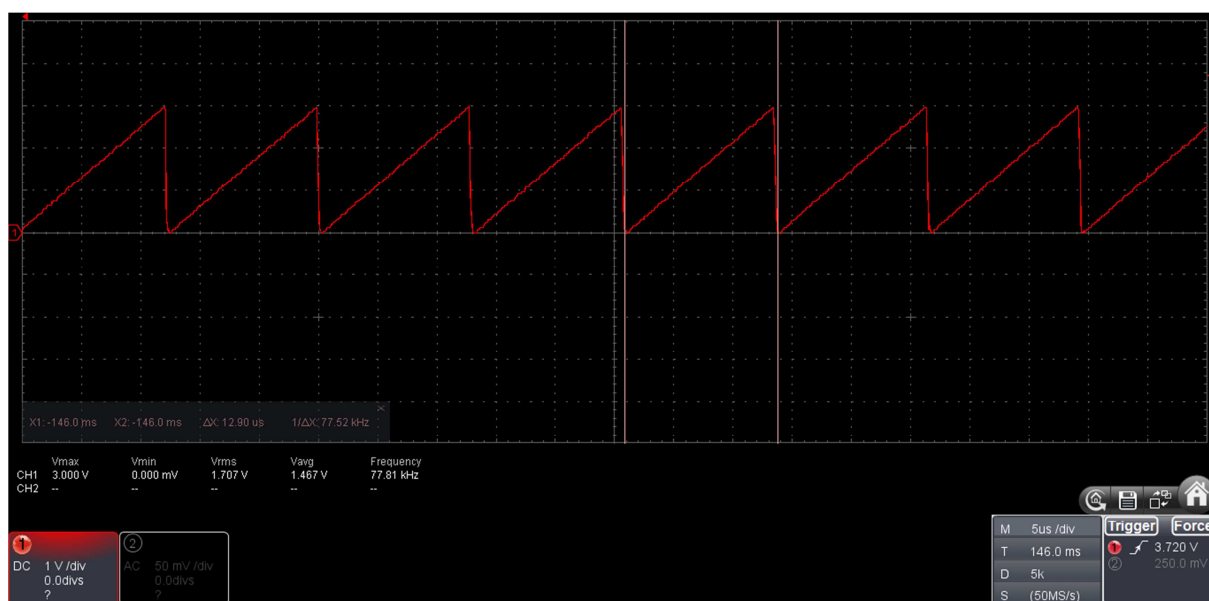
Pro správnou činnost digitální komponent hlavní desky, a obzvláště řídicích mikrokontrolérů (IC4 a IC6), je rozhodující správná činnost interních napájecích obvodů a výsledná kvalita napájení 8/12V a 5V úrovní. Po energizaci zařízení byla napětí prověřena multimetrem a následně vyšetřena osciloskopem. Z měření vychází, že všechna napětí odpovídají nominálním hodnotám. Zvlnění napájecí větve 8/12 V je nezávislé na volbě tohoto napětí. 2a má hodnotu přibližně 12 mV (Obr. 9.1). Zvlnění 5V větve je pod hranicí měřitelnosti použitým osciloskopem (< 1 mV). Zařízení bylo na vstupu osazeno rychlými trubičkovými pojistkami 10 A a byla zde obava, že špičkový proud při připojení zařízení k zdroji/baterii by mohl způsobit přetavení. Tato obava se neprojevila a přechodový jev nezpůsobuje žádný pozorovatelný problém, ani při použití maximálního vstupního napětí 38 V. Mikrokontroléry fungují a jsou schopné komunikovat se všemi I²C zařízeními. Komunikace se všemi perifériemi funguje dle očekávání. Zahřívání hlavního lineárního regulátoru IC2 se ukázalo výrazně nižší, než indikoval výpočet termálního zatížení. U spínaného měniče IC1 nebylo pozorováno ani znatelné oteplení. Při dlouhodobém čerpání proudu 8 A přes vstupní obvody při 20 °C okolní teploty se chlazení samovolnou konvekcí ukázalo jako hraniční, ale dostatečné. Nucené proudění pomocí ventilátoru by tak mělo zajistit dostatečné chlazení za všech plánovaných provozních podmínek (do 45 °C).



Obr. 9.1: Změřený průběh interního napájení 12 V (AC složka)

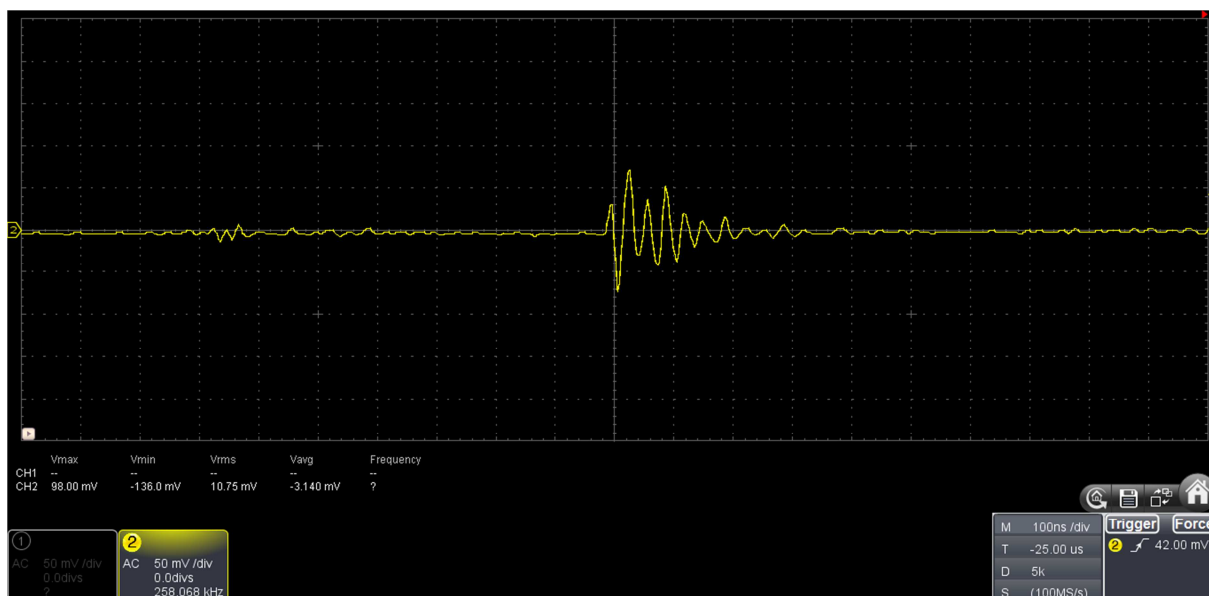
9.2 Výstupní měnič na modulu

Výstupní modul byl opakovaně energizován bez i s připojením interní napájecího napětí 8/12 V a bylo ověřeno, že nedochází k žádným přechodovým jevům a žádná energie není propuštěna na výstup měniče (bezpečnost). Následně byl ověřen průběh a frekvence oscilátoru řídicího obvodu IC104. Zjištěná frekvence 77,81 kHz a amplituda 3 V odpovídají návrhu (Obr. 9.2). Následně byla ověřena komunikace se všemi zařízeními na sběrnici I²C. Zvlnění napětí 5 V generovaného LDO lineárním regulátorem IC101 bylo, stejně jako u hlavní desky pod hranicí měřitelnosti.

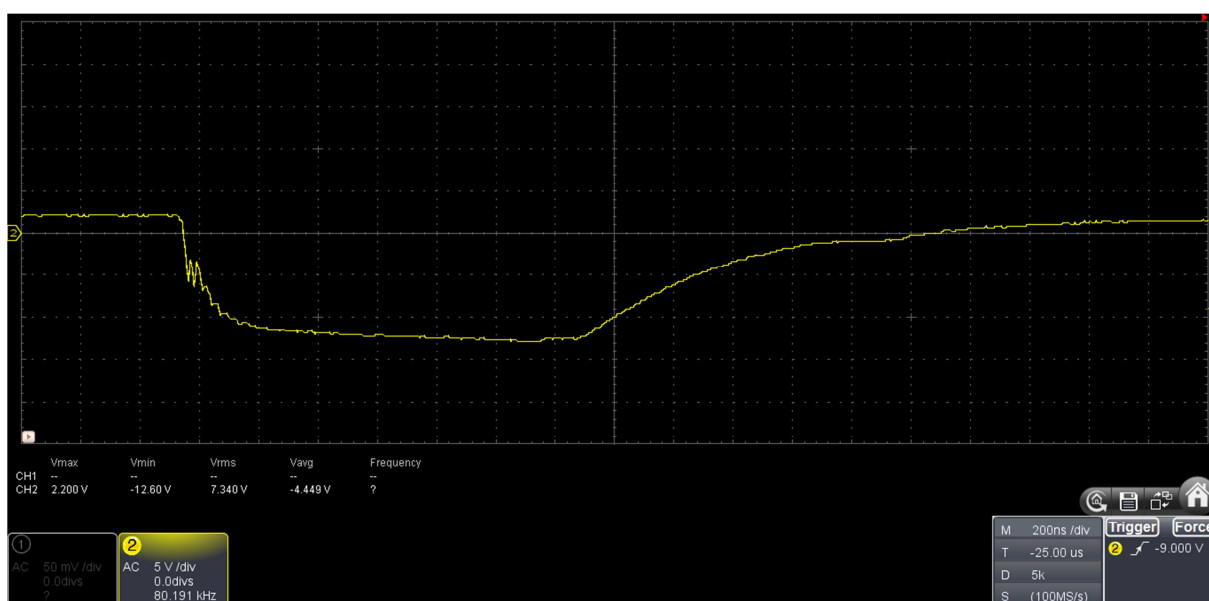


Obr. 9.2: Časový průběh pily oscilátoru řídicího obvodu

Následně bylo prověřeno nastartování a činnost měniče. Výstupní zvlnění měniče je nad očekávání dobré i v diskontinuálním režimu (max. 20 mV), avšak za všech provozních podmínek byly pozorovány pravidelné vysokofrekvenční špičky s amplitudou 50 až 200 mV (Obr. 9.3). Tyto špičky korespondují s okamžikem sepnutí hlavního spínacího tranzistoru. Z měření časového průběhu signálů na vstupu gate tranzistoru (Obr. 9.4) je patrné, že se jedná o rezonanci v oblasti otvírání (Millerova zóna). Toto chování nebylo pozorováno v simulacích ani v předchozím testovacím zapojení a pravděpodobně úzce souvisí s rezonančními vlastnostmi konkrétní cívky. Dle nových simulací by možné řešení mohlo spočívat v tvrdším buzení tranzistoru snížením hodnoty rezistoru R121 a mírným zvětšením kondenzátoru C123 v budícím obvodu. Dále se ukazuje, že by mohla být optimalizována rychlost zavírání tranzistoru snížením hodnoty rezistoru R109 na 10 kΩ. Přes tuto neidealitu se ukázalo, že měnič je jinak dobře vykompenzovaný a stabilní od nezatíženého stavu (diskontinuální režim) až po maximální plánované zatížení 6 A v celém projektovaném rozpětí vstupního napětí 22–38 V (ovlivňuje zisk).

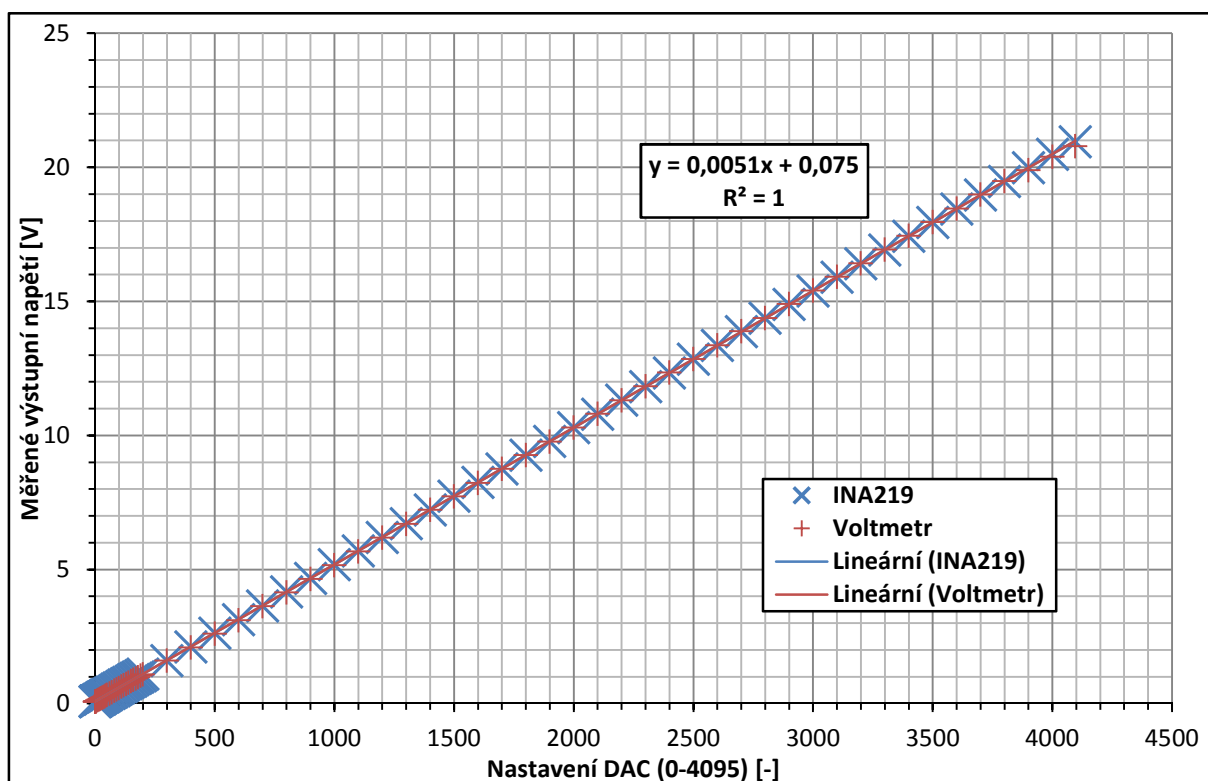


Obr. 9.3: Rezonanční zámkvit výstupního napětí v okamžiku sepnutí



Obr. 9.4: Průběh napětí na vývodu gate hlavního tranzistoru

Linearita digitálního řízení výstupního napětí byla charakterizována změřením kalibrační závislosti (Obr. 9.5) výstupního napětí na nastavené hodnotě digitálního DAC převodníku. Závislost se blíží dokonalé linearitě s malým kladným systematickým posuvem. Napětí bylo měřeno jak interně pomocí měřícího obvodu IC108 (INA219) přes I²C, tak externím multimetrem. Obě datové série jsou v dobré shodě. Interně měřená hodnota protékajícího proudu je také v dobré shodě s měřením pomocí externího ampérmetru.



Obr. 9.5: Kalibrační závislost výstupního napětí na nastavení DAC

Dynamická regulační charakteristika měniče byla posouzena měřením časového průběhu výstupního napětí v okamžiku spuštění měniče s přednastavením referenčním napětím (přibližně koresponduje s odezvou na skokovou změnu), a také v situaci prudké změny vstupního napětí při přechodu ze zdroje na baterii a následně zpět na zdroj.

Výsledky měření náběhové charakteristiky jsou shrnuty v Tab. 9.1 a Tab. 9.2 a indikují, že dochází k počátečnímu překmitnutí, které je tím horší, čím je požadované výstupní napětí nižší. V případě výstupního napětí 3 V činí překmit okolo 100 %, což není v reálném provozu přijatelné. Překmit nepatrně klesá se stupněm zatížení měniče, ale efekt je jen slabý. Tento problém není způsoben nedostatečnou fázovou bezpečností, ale příliš dlouhou dobou regulační smyčky (šířka regulačního pásma). Mírné zvýšení zisku a šířky regulačního pásma by mělo v budoucnu problém výrazně zmírnit. Dále bylo otestováno, že problém lze eliminovat softwarovou cestou tak, že měnič je nejdříve nastartován s nulovou hodnotou referenčního napětí a toto napětí je následně vystupňováno na požadovanou hodnotu v několika menších krocích. Výsledky měření přechodu do/z zálohovacího režimu jsou shrnuty v Tab. 9.2 a vykazují velkou nesymetrii. V případě přechodu ze zdroje na baterii je regulační schopnost měniče vynikající a přechodný pokles napětí se srovnatelný s přirozeným zvlněním výstupu měniče. Naopak při přechodu z baterie na vyšší napětí zdroje se projevuje výrazně zpomalená rychlost regulace a překmitnutí výstupního napětí roste s jeho s nastavenou hodnotou. V nejhorším případě dochází k překmitnutí o 8,3 %. Velká

nesymetrie tohoto chování indikuje, že důvodem je rozdílný zisk regulační smyčky za těchto situací. Rozhodujícím členem je zisk modulátoru, který roste s rostoucím vstupním napětím. Zvýšení zisku regulační smyčky by tento problém mělo zmírnit až eliminovat. Vzhledem k tomu, že měnič se ukázal stabilnější, než indikoval teoretický výpočet, zvýšení zisku by neměl být problém. Podobně jako u hlavní desky se ukázalo, že termální zatížení není problém a ani při maximálním projektovaném proudu. Hardwarové omezení zkratového proudu funguje dle očekávání. Při překročení nastaveného limitu se měnič rozkmitá, ale nedojde k překročení limitní hodnoty. Měnič je tedy zkratuvzdorný. Při větším zatížení měniče byla pozorována ztráta I²C komunikace s teplotním senzorem (TC74), který byl v galvanickém kontaktu s chladičem výkonových komponent. Problém byl identifikován jako kapacitní vazba s živými ploškami spínacích prvků a byl odstraněn vložením izolační podložky pod teplotní čidlo. I za této situace byl problém lokalizován pouze na teplotní čidlo a komunikace s ostatními integrovanými obvody nebyla ovlivněna.

Tab. 9.1: Překmitové charakteristiky měniče při jeho nastartování

Start měniče při $U_{IN} = 30\text{ V}$			
Nastavené napětí	Zátěž [Ω]	Špička [V]	Překmit [%]
3 V	-	6,16	105,3
	20	6,08	102,7
	3,8	6,00	100,0
12 V	-	14,60	21,7
	20	14,60	21,7
	3,8	14,00	16,7
20 V	-	21,60	8,0
	20	21,40	7,0
	3,8	21,20	6,0

Tab. 9.2: Překmitové charakteristiky měniče při změně vstupního napětí

Výstupní napětí	Výstupní proud [A]	Z baterie na zdroj ($U_{IN} = 24 \rightarrow 30\text{ V}$)		Ze zdroje na baterii ($U_{IN} = 30 \rightarrow 24\text{ V}$)	
		ΔU [mV]	Překmit [%]	ΔU [mV]	Podkmit [%]
3 V	0,150	48	1,6	nepozorovatelný	-
	0,418	56	1,9	nepozorovatelný	-
12 V	0,600	185	1,5	-23	0,19
20 V	1,000	316	1,6	-19	0,10
	2,800	1660	8,3	-22	0,11

10 Závěr

V rámci práce byla navržena napájecí jednotka pro základnovou stanici s využitím v robotice. Podmínkou návrhu bylo, aby zařízení poskytovalo uživatelem softwarově definovaná napětí na několika samostatných výstupních portech, a to i při možném výpadku síťového napájení.

Cele zařízení pracuje se stejnosměrným bezpečným napětím a pro jednoduchost využívá komerční síťový zdroj a olovněné akumulátory s nominálním napětím 24 V. Přepínání zdroje napájení je zajištěno pasivně na základě rozdílných pracovních napětí síťového zdroje a baterie. Dobíjení baterie i výstupní konverze napětí na uživatelem definovanou úroveň je obstaráváno pomocí snižujících měničů topologie step-down/buck.

Řízení zařízení je obstaráváno 8-bitovým mikrokontrolérem ATmega32U4, který je doplněn o I²C periferie. Druhý mikrokontrolér propojuje veškerá rozhraní pro komunikaci s uživatelem (USB, displej, klávesnice, indikační LED), poskytuje softwarové uživatelské rozhraní a programuje řídící mikrokontrolér. Zařízení je vybaveno ventilátorem pro aktivní chlazení a má vysoce modulární charakter.

V rámci práce bylo navrženo i prostorové rozložení komponent a následně navržena dedikovaná přístrojová krabice. Výroba krabice byla zajištěna metodami aditivního 3D tisku. Zařízení bylo zkompletováno a jeho základní činnost byla ověřena. Činnost zařízení odpovídá předpokladů až na dynamickou regulační charakteristiku výstupních měničů. Tento problém bude v budoucnu adresován.

Pokud by nebylo možné charakteristiku dostatečně zlepšit úpravou hodnot součástek, musel by měnič být řízen v režimu špičkového proudu, což by poskytlo výrazně rychlejší odezvu, zjednodušilo kompenzaci, ale za cenu mnohem složitější implementace digitálního řízení výstupního napětí.

Vzhledem k časovému horizontu bakalářské práce a její náročnosti budou tyto problémy adresovány v další iteraci zařízení. Díky vysoké modularitě lze problém výstupního modulu řešit nezávisle na hlavní desce.

Literatura

- [1] PRESSMAN, Abraham I., Keith H. BILLINGS a Taylor MOREY. *Switching power supply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 978-0-07-148272-1.
- [2] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [3] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-03-1.
- [4] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje III*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-56-2.
- [5] KREJČIŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-730-0045-8.
- [6] MAREK, Jiří a Luděk STEHLÍK. *Hermetické akumulátory v praxi*. Praha: IN-EL, 2004. Elektro (IN-EL). ISBN 80-86230-34-1.
- [7] KOPEČNÝ, M. *Vliv teploty na životnost olovňného akumulátoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 59 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Neoral.
- [8] JANSÁ, J. *Záložní střídavý zdroj 230 V*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 43 s., 13 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.
- [9] KEJÍK, P. *Napájecí jednotka pro základnovou stanici*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2019. 40 s. Vedoucí semestrální práce Ing. František Burian, Ph.D.
- [10] GRIFFITH, P. *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494* [online]. 2011. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na [www](http://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf): <<http://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf>>
- [11] Atmel Corporation. *8-bit Microcontroller with 16/32K bytes of ISP Flash and USB Controller - Datasheet* [online]. 2015. [cit. 17.5.2020]. Dostupné na [www](http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-7766-8-bit-avr-atmega16u4-32u4_datasheet.pdf): <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-7766-8-bit-avr-atmega16u4-32u4_datasheet.pdf>
- [12] Texas Instruments. *PCF8575 Remote 16-BIT I²C AND SMBus I/O Expander with Interrupt Output* – Datasheet [online]. 2020. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na [www](https://www.ti.com/lit/gpn/pcf8575): <<https://www.ti.com/lit/gpn/pcf8575>>
- [13] Texas Instruments. *PCA9545A Low Voltage 4-Channel I²C and SMBus Switch With Interrupt Logic and Reset Functions* – Datasheet [online]. 2014. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na [www](https://www.ti.com/lit/gpn/pca9545a): <<https://www.ti.com/lit/gpn/pca9545a>>
- [14] Texas Instruments. *TL494 Pulse-Width Modulation Control Circuits* – Datasheet [online]. 2017. [cit. 5.6.2020]. Dostupné na [www](http://www.ti.com/lit/gpn/tl494): <<http://www.ti.com/lit/gpn/tl494>>

- [15] Texas Instruments. *INA219 Zero-Drift, Bidirectional Current/Power Monitor With I²C Interface* – Datasheet [online]. 2015. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<https://www.ti.com/lit/gpn/ina219>>
- [16] Texas instruments. *INA1x8 High-Side Measurement Current Shunt Monitor*- Datasheet [online]. 2017. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<https://www.ti.com/lit/gpn/ina138>>
- [17] Texas Instruments. *+2.7 V to +5.5 V, I²C INTERFACE (RECEIVE ONLY), VOLTAGE OUTPUT, 12-BIT DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER* – Datasheet [online]. 2014. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<https://www.ti.com/lit/gpn/dac7571>>
- [18] Microchip. *TC74 Tiny Serial Digital Thermal Sensor* – Datasheet [online]. 2012. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21462D.pdf>>
- [19] Maxim integrated. *DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer* - Datasheet [online]. 2019. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>>
- [20] Microchip. *AT24C01C/AT24C02C I²C-Compatible (Two-Wire) Serial EEPROM 1-Kbit (128x8), 2-Kbit (256x8)* – Datasheet [online]. 2018. [cit. 8.6.2020]. Dostupné z www: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/AT24C01C-AT24C02C-I2C-Compatible-Two-Wire-Serial-EEPROM-1Kbit-2Kbit-20006111A.pdf>>
- [21] STMicroelectronics. *P6KE Transil transient voltage surge suppressor (TVS)* – Datasheet [online]. 2012. [cit. 8.6.2020]. Dostupné z www: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/p6ke.pdf>>
- [22] International Rectifier. *IRF9Z34N HEXFET Power MOSFET* – Datasheet [online]. [cit. 8.6.2019]. Dostupné na www: <<https://www.infineon.com/dgdl/irf9z34npbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153561220af1ddd>>
- [23] Taiwan Semiconductor. *MBR1035-MBR10150 10.0 AMPS Schottky Barrier Rectifiers* - Datasheet [online]. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <<https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.223-087.1.pdf>>
- [24] GM Electronic. *BC337-16/25/40 thru BC338-16/25/40 NPN Transistor* – Datasheet [online]. [cit 8.6.2019]. Dostupné na www: <https://www.taiwansemi.com/products/datasheet/BC337-16%20Series_B14.pdf>
- [25] ON Semiconductor. *LL4148 Small Signal Diode* – Datasheet [online]. 2016. [cit 8.6.2020] Dostupné na www: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/LL4148-D.pdf>>

- [26] ON Semiconductor. *2N3904/MMBT3904/PZT3904 NPN General-Purpose Amplifier* – Datasheet [online]. 2014. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na [www](http://www.farnell.com/datasheets/2298261.pdf?_ga=2.56729450.191955214.1591539542-1594601349.1580647119&_gac=1.83969387.1590785991.CjwKCAjw5cL2BRASEiwAENqAPq6j5XgeceeCeeng7aHkenOQDaYksYbnmSTn_xLnUa4uVRRUr4KqNxoCi_IQAvD_BwE):
<http://www.farnell.com/datasheets/2298261.pdf?_ga=2.56729450.191955214.1591539542-1594601349.1580647119&_gac=1.83969387.1590785991.CjwKCAjw5cL2BRASEiwAENqAPq6j5XgeceeCeeng7aHkenOQDaYksYbnmSTn_xLnUa4uVRRUr4KqNxoCi_IQAvD_BwE>
- [27] Luguang Electronic. *BZM55V Series Zener Diodes* – Datasheet [online]. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www:
<<https://www.tme.eu/Document/00a6d364a9198f89938e24c3fc12b850/BZM55Cser.pdf>>
- [28] Texas Instruments. *LM2576xx Series SIMPLE SWITCHER 3-A Step-Down Voltage Regulator* – Datasheet [online]. 2016. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www:
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576.pdf>>
- [29] STMicroelectronics. *L78 Positive voltage regulator ICs* – Datasheet [online]. 2018. [cit. 8.6.2020] Dostupné na www:
<<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>>
- [30] Microchip. *MCP1754/MCP1754S 150 mA, 16 V High.performance LDO* – Datasheet [online]. 2013. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www:
<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20002276C.pdf>>
- [31] MEAN WELL. *SP- 240 Series Enclosed Switching Power Supply* – Datasheet [online]. 2011. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www:
<<https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.332-748.1.pdf>>
- [32] Micrometals. *T80-52* – Datasheet [online]. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <
<<https://datasheets.micrometals.com/T80-52-DataSheet.pdf>>
- [33] Micrometals. *T106-52* – Datasheet [online]. [cit. 8.6.2020]. Dostupné na www: <
<https://datasheets.micrometals.com/T106-52-DataSheet.pdf>>

Seznam Příloh

- A Obsah přiloženého CD
- B Seznam součástek
- C Konfigurace pinů u mikrokontrolérů
- D Adresy I²C zařízení
- E Fotodokumentace

A Obsah přiloženého CD

Složka „Eagle“:

- Schémata zapojení pro všechny DPS (verze Eagle 9.5.2)
- Návrhy jednotlivých DPS (verze Eagle 9.5.2)
- Vyexportovaná schémata zapojení ve formátu PDF
- Knihovna s vytvořenými součástky

Složka „SolidWorks“:

- Soubory typu STL s modely všech částí přístrojové krabice

Složka „MATLAB“:

- Soubor pro výpočet a ladění regulační smyčky (s přednastavenými hodnotami)

Složka „LTSpice“:

- Simulační soubory
- Použité nestandardní modely součástek

B Seznam součástek

Tab. B.0.1: Seznam součástek pro hlavní desku

Počet kusů	Součástka	Pouzdro/Rozměry	Popis
1	Q2	TO-92 (EBC)	Bipolární tranzistor NPN, 40 V, 0.2 A, 0.625 W, 2N3904
1	Q1	TO-92	Bipolární tranzistor NPN, 45 V, 0.8 A, 625 W, BC337-25
2	L3, L4	5.8x5.8x4.8 mm	Cívka SMD, 10 uH, 1.45 A, 0.1 Ω, 20%, SDR0604-100ML
5	D19, D20, D21, D22, D23	SOT23	Dvojitá Schottkyho dioda, 0.2 A, 30 V, BAT54S
9	D25, D26, D27, D28, D29, D30, D31, D32, D33	SOT23	Dvojitá Zenerova dioda, 6.2 V, 5 mA, 5 %, 2BZX84C6V2
1	JP4	-	Kolíková lišta 1x1
1	JP12	-	Kolíková lišta 1x13
11	JP1, JP2, JP5, JP6, JP7, JP8, JP9, JP13, JP14, J16, J17	-	Kolíková lišta 1x2
2	JP18	-	Kolíková lišta 1x4
1	JP19	-	Kolíková lišta 1x5
2	JP10, JP15	-	Kolíková lišta 2x3
1	JP3	-	Kolíková lišta 2x8
2	C17, C19	5 x 11 mm	Kondenzátor, elektrolitický, RM2, 22 uF, 16 V, Low-ESR
1	C13	10 x 12,5 mm	Kondenzátor, elektrolitický, RM5, 100 uF, 50 V, Low-ESR
1	C15	13 x 26 mm	Kondenzátor, elektrolitický, RM5, 1000 uF, 35 V, Low-ESR
1	C4	10 x 16 mm	Kondenzátor, elektrolitický, RM5, 220 uF, 50 V, Low-ESR
2	C5, C9	16 x 26 mm	Kondenzátor, elektrolitický, RM7.5, 1000 uF, 50 V, Low-ESR
4	C16, C27, C29, C40	1206	Kondenzátor, keramický, 1 uF, 50 V, X7R, 10%
1	C6	1206	Kondenzátor, keramický, 1.8 nF, 50 V, NPO, 10%
22	C1, C3, C7, C8, C10, C11, C14, C18, C22, C23, C24, C25, C26, C28, C33, C34, C35, C36, C37, C38, C39, C41	1206	Kondenzátor, keramický, 100 nF, 100 V, X7R, 10%
4	C20, C21, C31, C32	1206	Kondenzátor, keramický, 15 pF, 50 V, NPO, 5%
1	C30	1206	Kondenzátor, keramický, 390 pF, 50 V, NPO, 5%
2	C2, C12	1206	Kondenzátor, keramický, 4.7 nF, 50 V, NPO, 5%
2	J1, J2	6410-03	Konektor MOLEX 22-27-2031-03
3	SV1, SV2, SV3	15.28 x 9.10 mm	Konektor MulticompPRO MC-254-06-00-ST-DIP
3	X3, X4, X5	-	Konektor WAGO, 734-232
2	Q4, Q6	HC495	Krystal, 16.000 MHz, 10 ppm, 18pF
2	IC2, IC3	TO-220	L7805 - Lineární regulátor napětí, 5 V
1	IC1	TO-220	LM2576T-ADJ - Spínaný snižující měnič (nastavitelný)
2	IC4, IC6	TQFP44	Mikrokontrolér Atmel ATmega32U4-AU
2	Q5, Q7	TO-92	MOSFET, N-kanál, 60V, 500 mA, 5 Ω, BS170
1	Q3	TO-220AB	MOSFET, P-kanál, 55 V, 74 A, 0.02 Ω, IRF4905
1	IC7	TSSOP20	PCA9545A - Multiplexer I ² C sběrnice
1	IC5	TSSOP24	PCF8575 -Převodník I ² C sběrnice na 16-bit paralelní proud
2	F1, F2	5 x 20 mm	Pojistka, trubičková, 10 A, 250 V, F
4	F1, F2	5.4 x 5 x 11 mm	Pojistkový držák do DPS, SHH2
2	R3, R15	2818	Proud snímající rezistor SMD, 0.05 Ω, 10 W, 1%, WSHPT2818R0500FEB
1	F3	1210	Resetovatelná pojistka PPTC SMD, 30 V, 50 mA, 150 mA
1	R8	1206	Rezistor SMD, 1 kΩ, 0.25 W, 1%
1	R22	1206	Rezistor SMD, 1 MΩ, 0.25 W, 1%
1	R40	1206	Rezistor SMD, 1.8 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R25, R35	1206	Rezistor SMD, 10 kΩ, 0.25 W, 1%
1	R10	1206	Rezistor SMD, 10 Ω, 0.25 W, 1%
2	R33, R37	1206	Rezistor SMD, 100 kΩ, 0.25 W, 1%
1	R6	1206	Rezistor SMD, 12 kΩ, 0.25 W, 1%
1	R19	1206	Rezistor SMD, 15 kΩ, 0.25 W, 1%
1	R39	1206	Rezistor SMD, 2 kΩ, 0.25 W, 1%
3	R5, R12, R13	1206	Rezistor SMD, 2.2 kΩ, 0.25 W, 1%

2	R7, R20	1206	Rezistor SMD, 2.7 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R23, R24	1206	Rezistor SMD, 22 Ω , 0.25 W, 1%
4	R29, R30, R32, R36	1206	Rezistor SMD, 220 Ω , 0.25 W, 1%
1	R14	1206	Rezistor SMD, 27 k Ω , 0.25 W, 1%
1	R31	1206	Rezistor SMD, 270 Ω , 0.25 W, 1%
2	R4, R11	1206	Rezistor SMD, 33 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R1, R17	1206	Rezistor SMD, 4.3 k Ω , 0.25 W, 1%
1	R21	1206	Rezistor SMD, 4.64 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R18, R38	1206	Rezistor SMD, 4.7 k Ω , 0.25 W, 1%
19	R26, R27, R28, R41, R42, R43, R44, R45, R46, R47, R48, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R55, R56	1206	Rezistor SMD, 5.1 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R2, R16	1206	Rezistor SMD, 51 k Ω , 0.25 W, 1%
1	R9	1206	Rezistor SMD, 68 Ω , 0.25 W, 1%
1	D10	TO220AC	Schottkyho dioda, 10 A, 45 V, MBR1045
1	D16	DO15	Schottkyho dioda, 2 A, 60 V, SR260
2	D6, D11	TO-220AB	Schottkyho dioda, 20 A, 60 V, MBR2060CT
9	D2, D3, D4, D5, D8, D12, D13, D14, D15	SOD80	Signálová dioda, 100 V, 200 mA, LL4148
2	X1, X2	-	Šroubovací svorkovnice do DPS, AKZ700
1	L1	30 x 15 mm	Toroidní cívka, 350 uH, 0.2 Ω
1	L2	22 x 9 mm	Toroidní cívka, 550 uH, 0.3 Ω
2	D1, D9	DO15	Transil, unipolární, 39 V, 600 W, P6KE39A
1	D18	DO-214AA	Transil, unipolární, 6.8 V, 600 W, SM6T6V8A
1	R34	10 mm	Uhlíkový trimr, lineární, 10 k Ω , 0.15 W, 20 %
1	X6	-	USB-B konektor, zásuvka 90°
2	D17, D24	DO-214AC	Usměrňovací dioda, 1 A, 1 kV, 1N4007
1	D7	SOD80	Zenerova dioda, 15 V, 5 mA, 5 %, BZV55-C15
1	-	TO-220	TC74 - Digitální senzor teploty s I ² C rozhraním

Tab. B.0.2: Seznam součástek pro modul

Počet kusů	Součástka	Pouzdro/Rozměry	Popis
1	U101	SOIC8	AT24C02C - Sériová EEPROM, 2 kBit
2	Q101, Q102	TO-92 (EBC)	Bipolární tranzistor NPN, 40 V, 0.2 A, 0.625 W, 2N3904
2	IC102, IC103	SOT23-6	DAC7571 - 12-bitový D/A převodník s I ² C rozhraním
6	C119, C120, C127, C128, C129, C130	13 x 21 mm	Elektrolitický kondenzátor, RM5, 470 uF, 50 V, Low-ESR
2	IC106, IC107	SOT23-5	INA138 - Monitorovací obvod proudu
2	IC108, IC109	SOT23-8	INA219A - Obousměrný monitorovací obvod proudu/výkonu s I ² C rozhraním
8	C101, C102, C113, C114, C115, C116, C132, C134	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 1 uF, 50 V, X7R, 10 %
2	C105, C106	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 1.5 nF, 50 V, X7R, 10 %
2	C123, C124	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 1.8 nF, 50 V, NPO, 10 %
10	C109, C110, C117, C118, C121, C122, C125, C126, C131, C133	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 100 nF, 100 V, X7R, 10 %
2	C107, C108	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 15 nF, 50 V, X7R, 10 %
2	C103, C104	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 390 pF, 50 V, NPO, 5 %
2	C111, C112	1206	Keramiký kondenzátor SMD, 4.7 nF, 50 V, X7R, 10 %
1	JP101	-	Kolíková lišta 1x4
1	SV101	15.28 x 9.10 mm	Konektor MulticompPRO MC-254-06-00-ST-DIP
3	X102	734-232	Konektor WAGO, 734-232
1	IC101	SOT223-3	MCP1754ST-50 - LDO lineární regulátor napětí, 5 V
2	Q103, Q104	TO-220AB	MOSFET, P-kanál, 55 V, 74 A, 0.02 Ω , IRF4905
2	R127, R128	4320	Proud snímající rezistor SMD, 0.05 Ω , 5 W, 1%, FCSSL110R050FER
2	R101, R102	1206	Rezistor SMD, 10 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R121, R122	1206	Rezistor SMD, 10 Ω , 0.25 W, 1%
2	R106, R108	1206	Rezistor SMD, 110 k Ω , 0.25 W, 1%
2	R109, R110	1206	Rezistor SMD, 12 k Ω , 0.25 W, 1%

2	R129, R131	1206	Rezistor SMD, 18 kΩ, 0.25 W, 1%
4	R115, R117, R118, R120	1206	Rezistor SMD, 180 kΩ, 0.25 W, 1%
4	R105, R107, R116, R119	1206	Rezistor SMD, 2.2 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R111, R112	1206	Rezistor SMD, 2.7 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R125, R126	1206	Rezistor SMD, 33 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R130, R132	1206	Rezistor SMD, 5.6 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R103, R104	1206	Rezistor SMD, 68 kΩ, 0.25 W, 1%
2	R113, R114	1206	Rezistor SMD, 68 Ω, 0.25 W, 1%
2	D107, D108	TO-220AC	Schottkyho dioda, 10 A, 45 V, MBR1045
2	D105, D106	SOD80	Signálová dioda, 100 V, 200 mA, LL4148
2	IC104, IC105	DIL16	TL494 - PWM řídicí obvod
2	L101, L102	30 x 15 mm	Toroidní cívka, 250 uH, 0.1 Ω
2	D109, D110	DO15	Transil, unipolární, 27 V, 600 W, P6KE27A
2	R123, R124	10 mm	Uhlíkový trimr, lineární, 25 kΩ, 0.15 W, 20 %
2	D101, D102	SOD80	Zenerova dioda, 15 V, 5 mA, 5 %, BZV55-C15
2	D103, D104	SOD80	Zenerova dioda, 3 V, 5 mA, 5 %, BZV55-C3V0
1	-	TO-220	TC74 - Digitální senzor teploty s I ² C rozhraním

Tab. B.0.3: Seznam součástek pro výstupní desku

Počet kusů	Součástka	Pouzdro/Rozměry	Popis
1	X201	734-238	Konektor WAGO, 734-238
16	X202, X203, X204, X205, X206, X207, X208, X209, X210, X211, X212, X213, X214, X215, X216, X217	734-232	Konektor WAGO, 734-232

C Konfigurace pinů u mikrokontrolérů

Tab. C.0.1: Konfigurace pinů uživatelského mikrokontroléru IC4

Číslo pinu	Název pinu	Výchozí konfigurace	Režim použití
1	PE6	IN/TRISTATE	Přerušení klávesnice, INT6, sestupná hrana
8	PB0	IN/PULLUP	Tlačítko start, přímé I/O, invertovaný
9	PB1	IN/TRISTATE	SPI SCLK, nahrání firmwaru
10	PB2	IN/TRISTATE	SPI MOSI, nahrání firmwaru
11	PB3	IN/TRISTATE	SPI MISO, nahrání firmwaru
12	PB7	OUT/LOW	USART RTS
13	RESET	Externí PULLUP	Nahrání firmwaru, invertovaný
18	PD0	IN/TRISTATE	I ² C SCL, master
19	PD1	IN/TRISTATE	I ² C SDA, master
20	PD2	IN/TRISTATE	USART RX
21	PD3	IN/TRISTATE	USART TX
22	PD5	IN/TRISTATE	USART CTS
25	PD4	OUT/LOW	Displej RS, přímé I/O
26	PD6	OUT/LOW	Displej R/W, přímé I/O
27	PD7	OUT/LOW	Displej E1, přímé I/O
28	PB4	OUT/LOW	Displej E2, přímé I/O
29	PB5	OUT/LOW	Displej D4, přímé I/O
30	PB6	OUT/LOW	Displej D5, přímé I/O
31	PC6	OUT/LOW	Displej D6, přímé I/O
32	PC7	OUT/LOW	Bzučák, PWM z komparátoru OC4A, 10-bit, CTC mód
33	PE2	OUT/LOW	Displej D7, přímé I/O
36	PF7	OUT/LOW	Podsvícení displeje, přímé I/O
37	PF6	IN/PULLUP	(nevyužito)
38	PF5	IN/TRISTATE	Reset HW (IC6), přímé I/O, invertovaný
39	PF4	OUT/LOW	Červená LED, přímé I/O
40	PF1	OUT/LOW	Žlutá LED, přímé I/O
41	PF0	OUT/LOW	Zelená LED, přímé I/O

Tab. C.0.2: Konfigurace pinů hardwarového mikrokontroléru IC6

Číslo pinu	Název pinu	Výchozí konfigurace	Režim použití
1	PE6	IN/TRISTATE	Otáčky ventilátoru, INT6, sestupná hrana
8	PB0	IN/TRISTATE	Přerušení z I ² C multiplexů, PCINT0, invertovaný
9	PB1	IN/TRISTATE	SPI SCLK, nahrání firmwaru
10	PB2	IN/TRISTATE	SPI MOSI, nahrání firmwaru
11	PB3	IN/TRISTATE	SPI MISO, nahrání firmwaru
12	PB7	OUT/LOW	USART RTS
13	RESET	Externí PULLUP	Nahrání firmwaru, reset od U (IC4), invertovaný
18	PD0	IN/TRISTATE	I ² C SCL, master
19	PD1	IN/TRISTATE	I ² C SDA, master
20	PD2	IN/TRISTATE	USART RX
21	PD3	IN/TRISTATE	USART TX
22	PD5	IN/TRISTATE	USART CTS
25	PD4	IN/PULLUP	Start signál, modul 3, signál 1, přímé I/O, invertovaný
26	PD6	IN/PULLUP	Start signál, modul 3, signál 0, přímé I/O, invertovaný
27	PD7	IN/PULLUP	Start signál, modul 2, signál 1, přímé I/O, invertovaný
28	PB4	IN/PULLUP	Start signál, modul 2, signál 0, přímé I/O, invertovaný
29	PB5	IN/PULLUP	Start signál, modul 1, signál 1, přímé I/O, invertovaný
30	PB6	IN/PULLUP	Start signál, modul 1, signál 0, přímé I/O, invertovaný
31	PC6	OUT/LOW	Spínání ventilátoru, PWM z OC3A, 10-bit, 62,5 kHz
32	PC7	OUT/LOW	Spínání nabíječe, PWM z OC4A, 10-bit, 62,5 kHz
33	PE2	OUT/HIGH	Reset I ² C multiplexeru, přímé I/O, invertovaný
36	PF7	IN/TRISTATE	Teplotní senzor baterie, 1-wire přes přímé I/O
37	PF6	IN/TRISTATE	Měření napětí baterie, ADC6, 10-bit
38	PF5	IN/TRISTATE	Měření proudu baterie, ADC5, 10-bit
39	PF4	IN/TRISTATE	Měření proudu ze zdroje, ADC4, 10-bit
40	PF1	IN/TRISTATE	Měření napětí zdroje, ADC1, 10-bit
41	PFO	IN/TRISTATE	Měření hlavní sběrnice, ADC0, 10-bit

D Adresy I²C zařízení

Tab. D.0.1: Adresy I²C zařízení na hlavní desce (uživatelský mikrokontrolér IC4)

Označení	Obvod	Adresa	Funkce
IC5	PCF8575	0100000	Expandér I ² C sběrnice na 16-bit paralelní port
-	DS3231	1101000	Přesný RTC obvod s I ² C rozhraním (RTC modul pro Arduino)
-	AT24C32	1010111	Sériová EEPROM (RTC modul pro Arduino)

Pozn.: Šedě označené položky jsou zařízení obsažené na komerčním RTC modulu pro Arduino, které nemusí být připojeny.

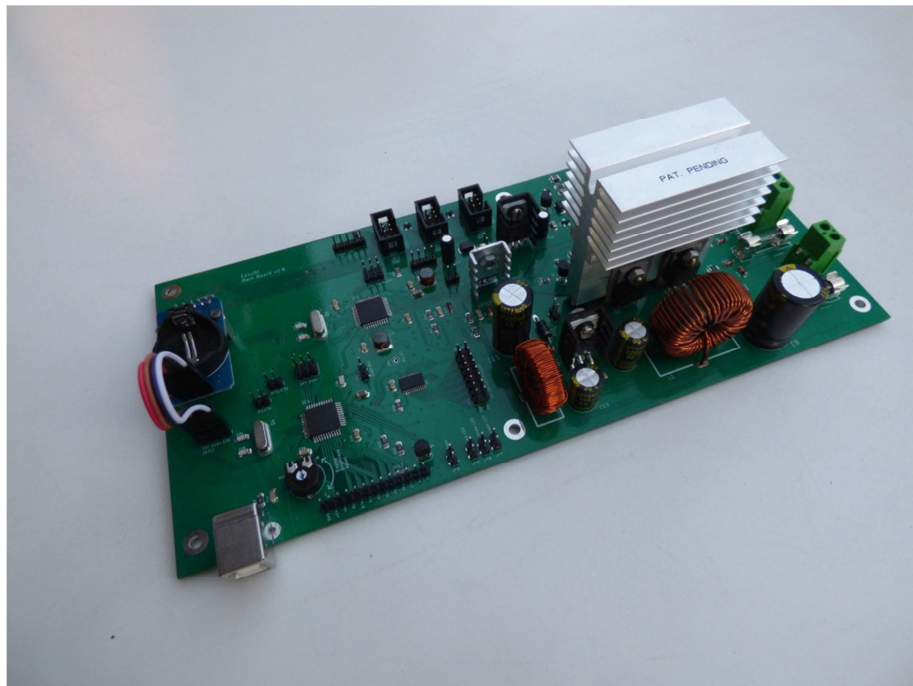
Tab. D.0.2: Adresy I²C zařízení na hlavní desce (hardwarový mikrokontrolér IC6)

Označení	Obvod	Adresa	Funkce
IC7	PCA9545A	1110000	Multiplexer I ² C sběrnice
-	TC74 (A2)	1001010	Digitální senzor teploty kritických součástek na hlavní desce

Tab. D.0.3: Adresy I²C zařízení na modulu

Označení	Obvod	Adresa	Funkce
U101	AT24C02C	1010000	Sériová EEPROM pro uložení konfiguračních dat modulu
IC102	DAC7571	1001100	D/A převodník pro referenci prvního měniče na modulu
IC103	DAC7571	1001101	D/A převodník pro referenci druhého měniče na modulu
IC108	INA219A	1000000	Měřicí obvod výstupu prvního měniče
IC109	INA219A	1000001	Měřicí obvod výstupu druhého měniče
-	TC74 (A2)	1001010	Digitální senzor teploty kritických součástek na modulu

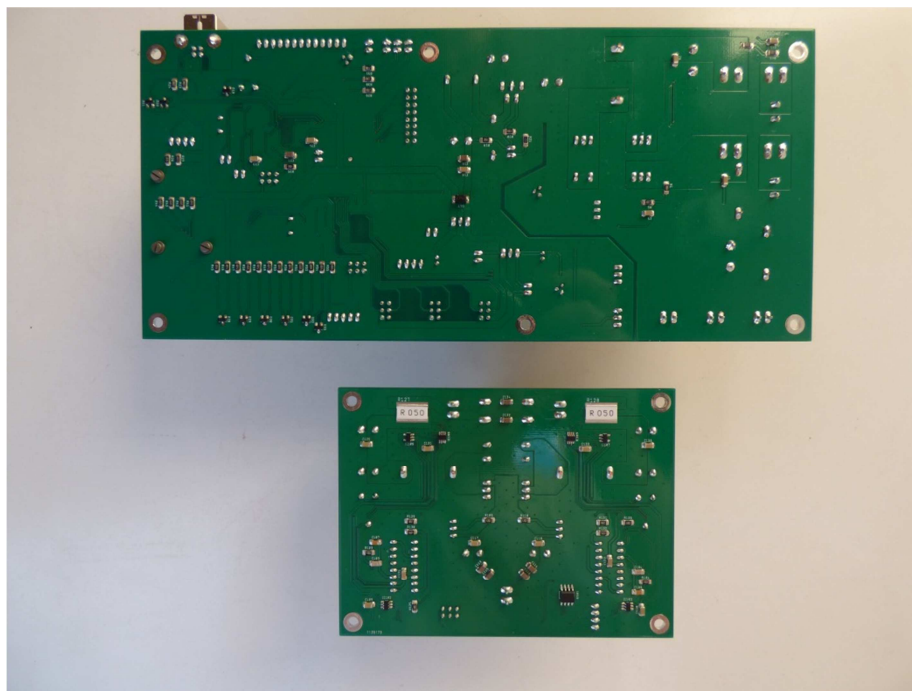
E Fotodokumentace



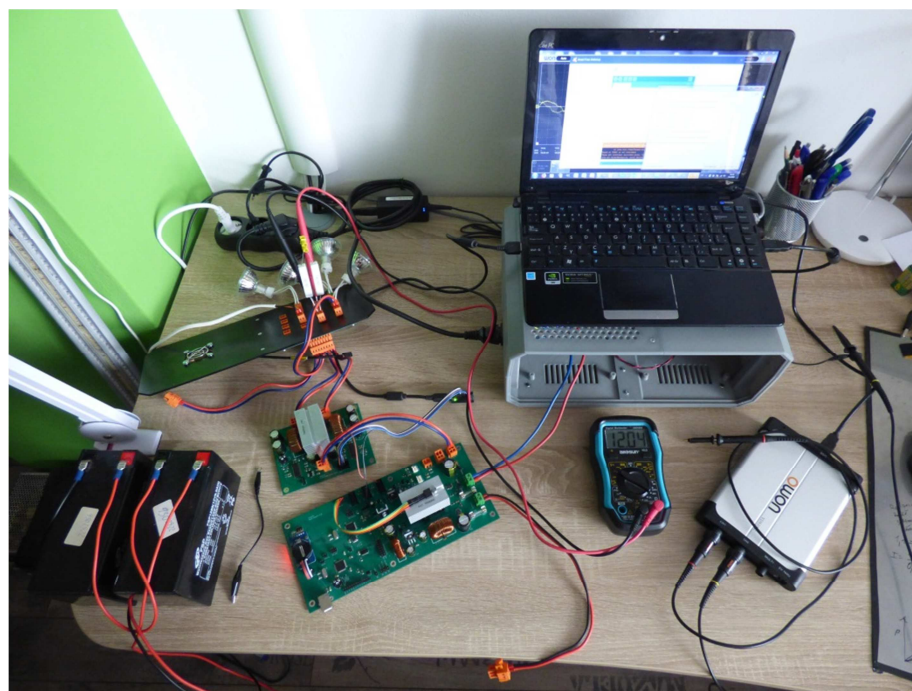
Obr. E.0.2: Pohled na osazenou hlavní desku



Obr. E.0.1: Pohled z boku na modul



Obr. E.0.3: Pohled na spodní stranu hlavní desky a modulu



Obr. E.0.4: Testovací pracoviště



Obr. E.0.5: Pohled na celé zařízení



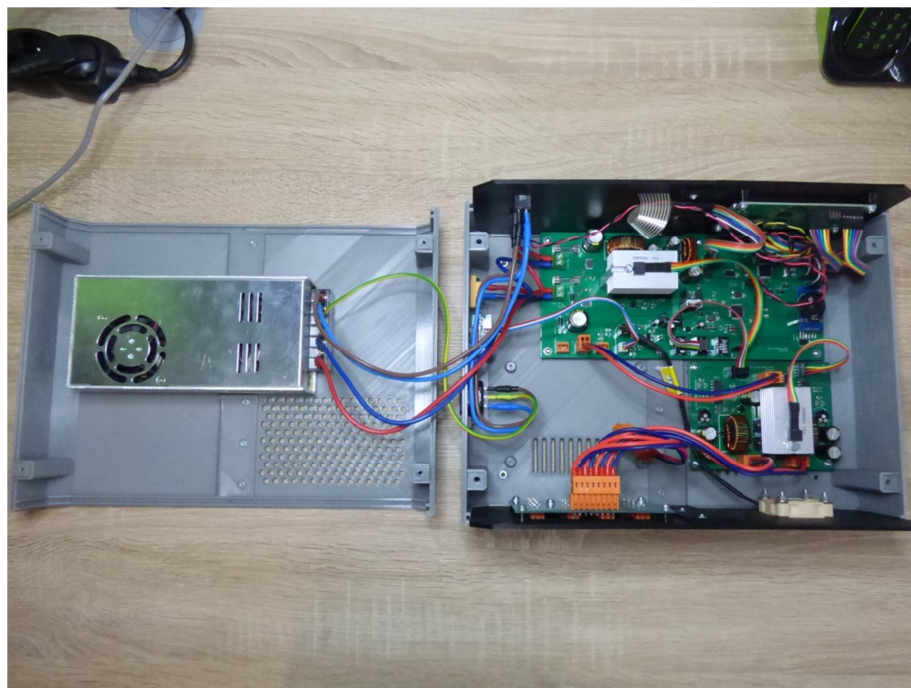
Obr. E.0.6: Přední panel



Obr. E.0.7: Zadní panel



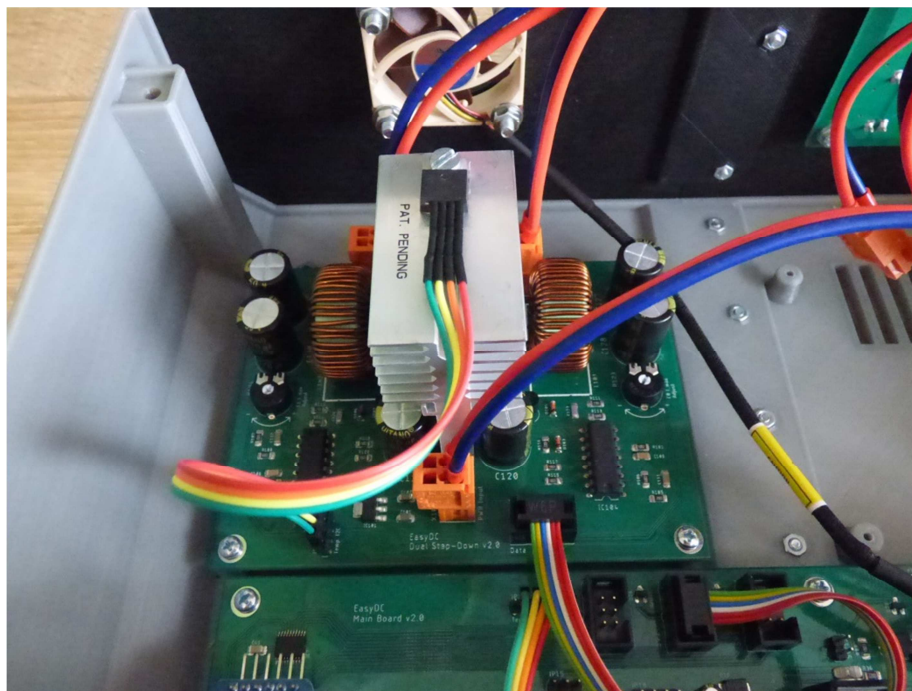
Obr. E.0.8: Konektory napájení a teplotního senzoru



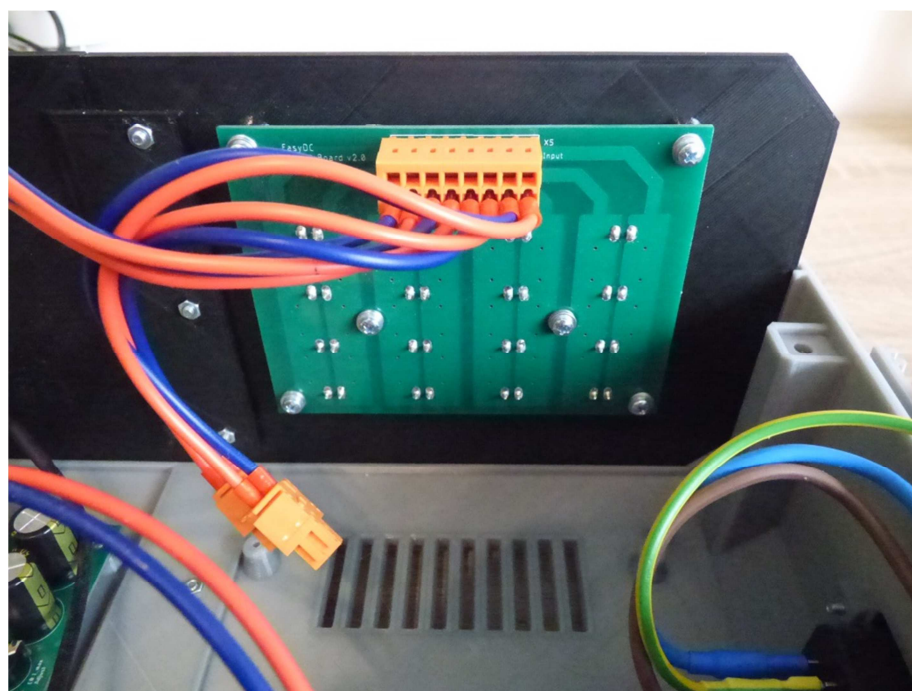
Obr. E.0.9: Otevřené zařízení



Obr. E.0.10: Detailní pohled na vnitřní zapojení (připojen pouze jeden modul)



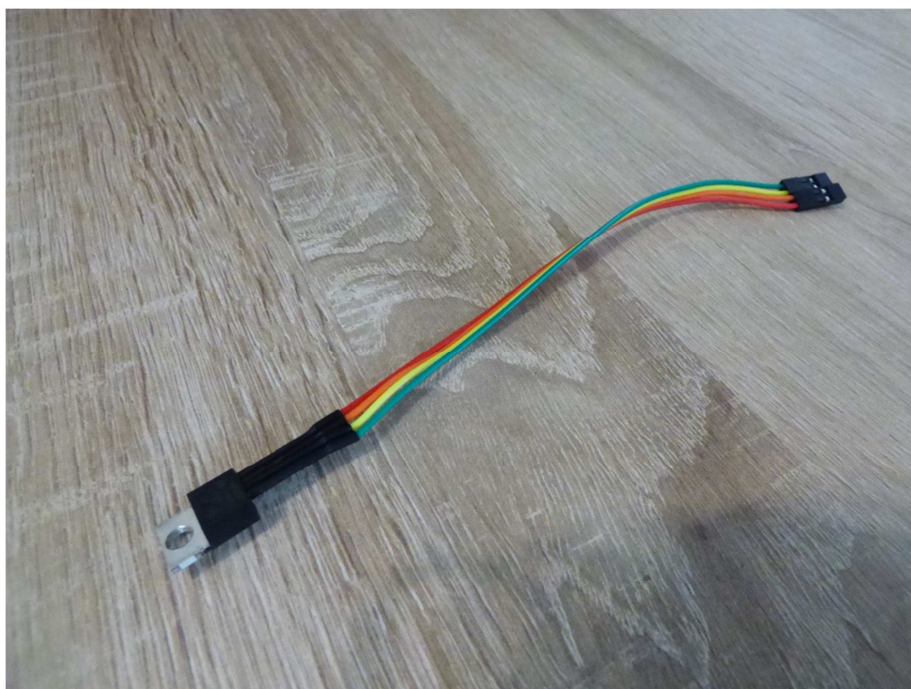
Obr. E.0.11: Připojený modul s výstupními měniči



Obr. E.0.12: Detailní pohled na zadní stranu výstupní desky



Obr. E.0.13: Připojitelný senzor vnější teploty (DS18B20)



Obr. E.0.14: Přizpůsobený senzor teploty uvnitř zařízení (TC74)